

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : Optique et Radiofréquence

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

«**Nouha AL CHEIKH**»

Thèse dirigée par « **Pascal XAVIER** » et
codirigée par « **Jean Marc DUCHAMP** »

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**
dans l'**École Doctorale EEATS**

Caractérisation et modélisation multiphysique de MEMS supraconducteurs pour une application en radioastronomie millimétrique

Thèse soutenue publiquement le « **28/11/2011** »,
devant le jury composé de :

M. Didier VINCENT

Professeur à l'Université Jean Monnet de Saint Etienne, (Président)

Mme Valérie MADRANGEAS

Professeur à l'Université de Limoges, (Rapporteur)

M. Boudjemaa REMAKI

Maître de Conférences à l'Université de Lyon 1, (Rapporteur)

M. Karl SCHUSTER

Directeur de l'Institut de Radio- Astronomie Millimétrique de Grenoble (Examineur)

M. Pascal XAVIER

Professeur à l'Université Joseph FOURIER de Grenoble, (Membre)

M. Jean Marc DUCHAMP

Maître de Conférences à l'Université Joseph FOURIER de Grenoble, (Membre)



*« Là où la volonté est grande,
les difficultés diminuent »*

Nicolas Machiavel

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier profondément M. Gérard GHIBAUDO le directeur du laboratoire IMEP-LAHC, pour m'avoir donné l'opportunité de faire cette thèse au sein de son laboratoire. Qu'il soit assuré de mon profond respect.

J'exprime ma plus profonde gratitude à M. Pascal XAVIER, professeur des universités à l'UJF pour avoir accepté d'encadrer ce travail de thèse. Durant ces années de travail, M. XAVIER n'a épargné aucun effort pour m'assurer toutes les bonnes conditions de travail tant sur le plan professionnel que sur le plan personnel. Grâce à ses conseils, son aide, sa disponibilité ainsi que ses qualités professionnelles et humaines, j'ai pu mener à bien ce travail de thèse.

Je remercie également M. Jean-Marc DUCHAMP, Maître de conférences à l'UJF pour avoir accepté de co-encadrer cette thèse. Grâce à sa patience, ses remarques pertinentes, j'ai pu palier plusieurs difficultés techniques tout au long de ma thèse.

Je tiens à remercier M. Didier VINCENT Professeur à l'université Jean Monnet de Saint-Etienne qui me fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

J'adresse mes remerciements à Mme Valérie MADRANGEAS, Professeur à l'université de Limoges, qui me fait l'honneur de juger mon travail de la thèse et d'avoir accepté d'être mon rapporteur.

Je remercie également M. Boudjemaa REMAKI Maître de conférences à l'université de Lyon1 d'avoir accepté d'être mon rapporteur.

Je remercie M. Karl SCHUSTER Directeur de l'Institut de Radio-Astronomie Millimétrique d'accepter de participer au jury.

Un grand remerciement à M. Daniel BAUZA, qui était comme mon grand frère, qui m'a toujours encouragé à continuer dans les moments de stress pendant la thèse par ses conseils.

Je tiens à remercier toute l'équipe technique, notamment Mme. Chahla, Mme. Dalila, Mme. Valérie, Mme. Annaick, Mme. Brigitte, M. Luc ainsi que M. Serge pour toute l'aide administrative, technique et personnelle qu'ils m'ont apportée toutefois j'en avais besoin.

Je tiens à remercier M. Xavier et Mme Martine, pour m'avoir assuré toutes les conditions permettent de mener à bien toutes les mesures ayant été indispensables le long de ma thèse.

Je tiens à remercier tout particulièrement Hamza ISSA post-doc à l'IMEP, Rémy LEFEVRE et Gustavo ARDILA RODRIGUEZ (MCF) d'avoir été disponible à répondre à toutes mes questions et pour m'avoir aidé à surmonter tous mes problèmes techniques. Je tiens à remercier profondément mes amies Fatima BARRAMI et Ines KHARAT, doctorantes à l'IMEP pour leur bonne écoute. Je remercie également tous les doctorants de l'IMEP-LAHC, notamment Amélie, Anne Laure, Arnaud, François, Yan FU, Maher, Minh, Alina, Amer,

Imad, Oussama ,Abd pour l'ambiance de travail professionnelle et agréable au sein du laboratoire.

Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont soutenu, Bahaa, Kamal, Ghassan, Nisrine, Rola, Salma, Rachid, Mona, Houssam et plus particulièrement mon mari Samer qui m'a toujours encouragé à continuer dans les moments les plus difficiles de ma vie, mes parents pour leur évocation qui me donne la volonté pour travailler et à mon fils Zayd pour sa patience.

Table des matières

Introduction générale.....	11
Chapitre 1 : Etat de l'Art	16
1.1 INTRODUCTION.....	16
1.2 INSTRUMENTATION EN RADIOASTRONOMIE MILLIMETRIQUE :	16
1.2.1 La radioastronomie millimétrique	17
1.2.2 Les radiotélescopes de l'IRAM	19
1.2.3 Principe de fonctionnement des radiotélescopes	21
1.2.4 Architecture d'un radiotélescope	24
1.3 DISPOSITIFS ACCORDABLES EN MILLIMETRIQUE.....	26
1.3.1 Panaroma des dispositifs accordable en millimétrique	26
1.3.2 La technologie IRAM en niobium supraconducteur.....	43
1.4 OBJECTIF PRINCIPAL DE LA THESE	45
BIBLIOGRAPHIE : CHAPITRE 1	47
Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS	53
2.1 INTRODUCTION.....	53
2.2 CARACTERISATIONS ELECTRIQUES $C(V)$ DE MEMS A PONT UNIFORME	53
2.3 CARACTERISATIONS DES ECHANTILLONS DE MEMS AVEC MEANDRES	55
2.3.1 Mesures géométriques.....	55
2.3.2 Caractérisation mécanique par vibrométrie	63
2.3.3 Caractérisation structurale par rayons X.....	67
2.3.4 Caractérisation électrique $C(V)$ à température ambiante	69
2.3.5 Caractérisation électrique en fonction de la température $R(T)$ et $C(V, T)$	74
2.4 CONCLUSION.....	78
BIBLIOGRAPHIE : CHAPITRE 2	80
Chapitre 3 : Modélisation électromécanique de SupraMEMS.....	84
3.1 INTRODUCTION.....	84
3.2 MODELE DE CAPACITE PLANE.....	85
3.2.1 MEMS à ponts uniforme.....	89
3.2.2 MEMS avec méandres.....	96
3.3 MODELE DE LA CONSTANTE LINEAIRE DE RAIDEUR DES MEANDRES	99
3.4 METHODE D'EVALUATION DE LA CONSTANTE DE RAIDEUR AVEC UN FLAMBAGE INITIAL	101
3.5 SIMULATION MULTIPHYSIQUE DES MEMS A L'AIDE D'ELEMENTS FINIS.....	102
3.6 CONCLUSIONS	105
BIBLIOGRAPHIE : CHAPITRE 3	107
Chapitre 4 : Vers des applications en radioastronomie millimétrique ...	110
4.1 INTRODUCTION.....	110
4.2 MODELE HYPERFREQUENCE SEMI-DISTRIBUE DU MEMS A PONT UNIFORME EN MILLIMETRIQUE.....	110
4.3 LA SUPRACONDUCTIVITE EN HYPERFREQUENCE.....	120
4.3.1 Le modèle à deux fluides et les équations de London	120
4.3.2 Conductivité complexe et notion d'impédance de surface	123
4.3.3 Prise en compte de la supraconductivité sous COMSOL	124

4.4 CONCLUSION	129
BIBLIOGRAPHIE : CHAPITRE 4	130
Conlusion générale	133
Bibliographie personnelle.....	137
Annexe.....	140
Liste des Figures.....	143
Liste des Tableaux.....	147

INTRODUCTION GENERALE

Les récepteurs de radioastronomie millimétrique terrestres sont basés sur le principe de récepteurs hétérodynes large bande. Compte tenu des puissances extrêmement faibles que doivent détecter ces récepteurs, de l'ordre de -140 dBm, ceux-ci sont refroidis à de très basses températures pour minimiser le bruit électronique. Ils peuvent comporter de ce fait toute une instrumentation supraconductrice (mélangeurs double bande ou simple bande à jonctions supraconducteur – isolant – supraconducteur (SIS), bolomètres, etc.).

A l'Institut de Radio Astronomie Millimétrique (IRAM) de Grenoble, certains éléments de la chaîne de réception restent classiques comme, par exemple le filtre réjecteur de fréquence image situé en amont du mélangeur et qui peut être constitué de stubs accordables mécaniquement et manuellement en fonction de la fréquence de l'oscillateur local. En outre pour garantir une bonne adaptation d'impédance sur toute la bande de fréquence, un dispositif d'adaptation d'impédance réglable lui aussi mécaniquement est ajouté.

En outre, actuellement, l'encombrement du spectre électromagnétique conduit les concepteurs de systèmes de radio communication à augmenter les fréquences de fonctionnement jusqu'aux fréquences millimétriques (77 GHz pour le radar automobile), et donc de brouiller voire saturer les récepteurs de radioastronomie sur toute la plage d'observation.

Pour palier ces inconvénients, il peut s'avérer judicieux de faire fonctionner le récepteur radio en bande étroite et de balayer l'ensemble de la bande de fréquence à observer en éliminant les sous-bandes parasitées et ainsi obtenir une observation, certes partielle mais possible.

L'élément réactif accordable présentant le meilleur facteur de qualité est le varactor. Des capacités MEMS variables ont ainsi été développées par l'Institut de Radio Astronomie Millimétrique de Grenoble (IRAM) depuis plusieurs années dans le but de réaliser des filtres accordables électriquement et dynamiquement ou un adaptateur d'impédance accordable.

Dans le cadre d'une étude subventionnée par la région Rhône-Alpes, en partenariat avec l'IRAM, l'institut des Nanotechnologies de Lyon (INL) pour des caractérisations mécaniques et le laboratoire des Sciences des Matériaux et des Structures de l'Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint Etienne (SMS) pour l'analyse de structure, nous avons entrepris la modélisation et la caractérisation multi physique de ces MEMS supraconducteur dits « SupraMEMS » afin d'être capable de concevoir des dispositifs radiofréquences et millimétriques accordables.

Après un bref aperçu du domaine de la radioastronomie et de l'instrumentation utilisée dans les radiotélescopes, le premier chapitre présente l'état de l'art des dispositifs accordables aux fréquences millimétriques et la méthode de fabrication des MEMS de l'IRAM.

Dans le chapitre 2, nous présentons la caractérisation géométrique, mécanique, électromécanique et thermique des MEMS de l'IRAM par divers moyens expérimentaux. Nous nous sommes basés pour cela essentiellement sur des mesures de profilométrie interférométrique et vibrométrie, ainsi que sur des mesures $C(V)$ à température ambiante et dans une station cryogénique. Des conclusions importantes en seront tirées quant à la qualité structurale des films de niobium et les dimensions souhaitables des ponts pour un fonctionnement optimal.

Introduction générale

Le chapitre 3 présente une modélisation électromécanique pour deux générations de MEMS : MEMS à ponts uniforme et MEMS avec méandres. Il est consacré à la validation d'un modèle simple de déformation de capacité plane pour ces deux générations de MEMS. Par la suite, des simulations par éléments finis 3D pour les MEMS de la deuxième génération (COMSOL Multiphysique) seront faites pour confirmer les valeurs des paramètres physiques.

Dans le chapitre 4, une modélisation hyperfréquence en utilisant les logiciels HFSS (High Frequency Structure Simulator) et ADS (Advanced Design System), a été faite, et a pour but de proposer une modèle électrique équivalent hyperfréquence du dispositif MEMS. De plus, pour tenir compte de la supraconductivité, des simulations ont été faites à l'aide du logiciel multiphysique COMSOL.

Enfin, une conclusion générale sur les travaux effectués au cours de cette thèse de doctorat et les perspectives aux études menées sont présentées.

Chapitre 1 : ETAT DE L'ART

Chapitre 1 : Etat de l'art

1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présenterons tout d'abord l'intérêt scientifique de réaliser des observations radioastronomiques pour différentes longueurs d'onde millimétriques. Nous décrirons ensuite, les différentes technologies envisageables pour concevoir des radiotélescopes puis les dispositifs accordables en radiofréquences et plus particulièrement les composants MEMS et leurs différents types de commutation et d'actionnement. En conclusion, nous présenterons l'objectif et le cadre de ce travail de thèse.

1.2 Instrumentation en radioastronomie millimétrique :

La lumière visible est un domaine privilégié pour l'homme, mais elle ne représente qu'une petite portion de spectre électromagnétique (en jaune sur la Figure 1-1). Une première partie du spectre électromagnétique non visible a été démontrée par James Maxwell vers la fin du 19^{ème} siècle. A la fin 20^{ème} siècle l'intégralité du spectre a pu être démontrée.

De grandes découvertes ont été possibles grâce à l'astronomie dans le visible : le système héliocentrique proposé par Copernic fut démontré grâce à la lunette de Galilée en 1609 et, un peu plus tard en 1682, Edmund Halley observe une comète et prévoit sa périodicité validant ainsi les travaux réalisés par Newton sur la gravité. Au cours du 18^{ème} siècle et 19^{ème} siècle, l'ensemble des planètes de notre système solaire est découvert. En 1924, l'astronome américain Edwin Hubble grâce au grand télescope de Mont Wilson annonce la découverte d'un autre système galactique en dehors de notre voie lactée.

L'apport des télescopes sur la connaissance de l'univers peut s'étendre à d'autres longueurs d'onde. Karl Guthe Jansky découvre par exemple en 1933 [1] que la voie lactée émet des rayonnements électromagnétiques hors du visible (à $\lambda = 14,6$ m ou $f = c / \lambda = 20,5$ MHz).

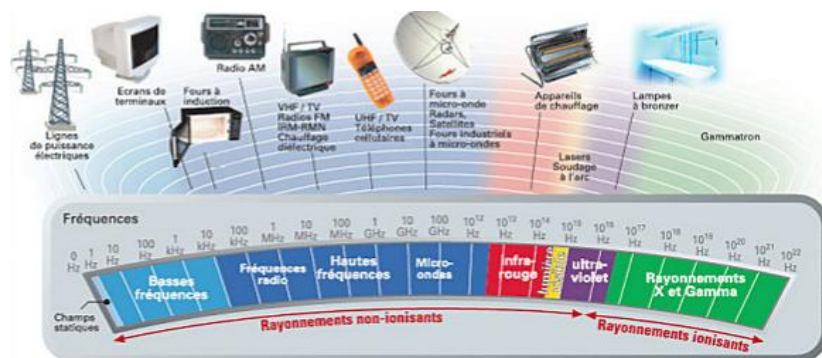


Figure 1-1 Spectre électromagnétique, et exemples d'utilisation de ces ondes¹.

¹ http://astronomie-amateur.sophie.m.over-blog.com/pages/Radioastronomie_generalites-5074110.html

En 1963, Arno Allan Penzias et Robert Woodrow Wilson découvrent le rayonnement fossile du Big Bang [2] prévu par George Gamow et qui se situe dans la gamme des ondes radio. Toutefois la radioastronomie est une branche relativement jeune de l'astronomie. Elle est consacrée à l'observation et l'étude des ondes électromagnétiques émises et réfléchies par des objets qui se trouvent dans l'espace (planètes, étoiles, galaxies, ...). Ces observations permettent notamment d'expliquer et de prévoir l'évolution de structures stellaires, comme les pulsars et les quasars.

Cependant, les observations terrestres sont altérées par la transmission radio de l'atmosphère. Les fréquences accessibles depuis le sol au travers de l'atmosphère sont décrites sur la Figure 1-2.

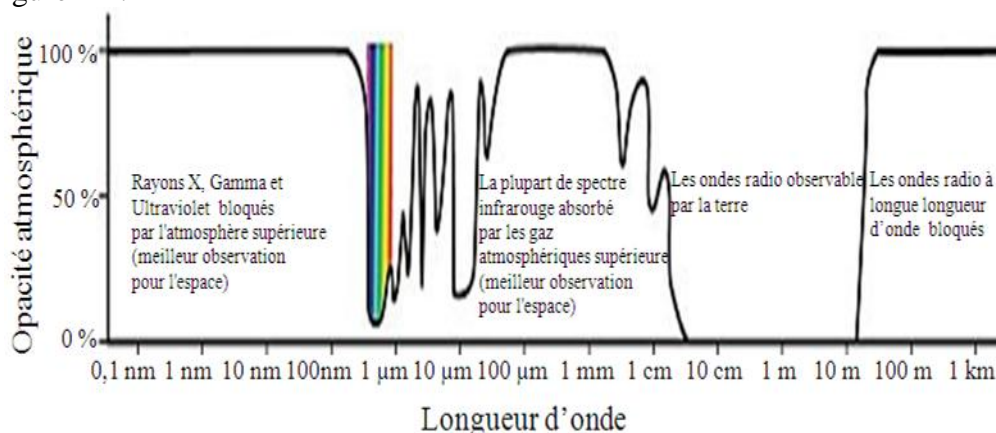


Figure 1-2 L'opacité atmosphérique au spectre électromagnétique².

D'après la Figure 1-2, nous remarquons que l'atmosphère est complètement opaque aux rayonnements gamma, X et UV. Ensuite, cette opacité diminue pour la lumière visible et augmente de nouveau pour les infrarouges. En continuant vers des longueurs d'onde de plus en plus grandes, nous pouvons observer que l'atmosphère devient transparente pour les ondes radio (pour les longueurs d'onde qui se situent entre 10 cm et 10 m). Toutefois deux minima d'opacité apparaissent : le premier aux longueurs d'onde centimétriques (1^{ère} fenêtre, largement exploitée), et un second aux longueurs d'onde millimétriques (2^{ème} fenêtre) entre 80 GHz et 360 GHz.

L'observation radioastronomique à ces fréquences a une importance cruciale car elle permet de détecter et d'identifier les molécules interstellaires. Ces molécules interstellaires se transforment constamment dans des cycles qui sont rythmés par la naissance et la mort des étoiles. La plupart de la masse de notre galaxie est concentrée dans ces étoiles, tandis que le milieu interstellaire représente seulement entre 5 et 10 % de la composante stellaire.

1.2.1 La radioastronomie millimétrique

Le rayonnement millimétrique des molécules, qui contrairement à la lumière visible n'est pas absorbé par les nuages de poussières cosmiques, a permis aux astronomes de faire de très nombreuses découvertes. Grâce au rayonnement millimétrique il devient possible d'étudier des objets cosmiques obscurcis et inconnus jusque-là, mais il est également possible d'explorer la « matière froide », quelques degrés au-dessus du zéro absolu, là où se forment les étoiles.

² http://astronomie-amateur.sophie.m.over-blog.com/pages/Radioastronomie_generalites-5074110.html

Chapitre 1 : Etat de l'art

A partir de l'hydrogène (atome le plus abondant dans notre univers, créé à l'issue du Big Bang) et des autres atomes, synthétisés au cœur des étoiles (comme l'oxygène, le carbone et l'azote), le milieu interstellaire s'enrichit et évolue continûment. Il fabrique d'abord des molécules simples comme le monoxyde de carbone, le méthanol et l'éthanol, puis des molécules plus complexes, y compris celles qui sont à l'origine de la vie.

<i>bande de fréquences</i>	<i>observation</i>
76 GHz à 116 GHz	Continuum, raies moléculaires
123 GHz à 158,5 GHz	Raies H ₂ CO, DCN, H ₂ CO, CS
168 GHz à 185 GHz	H ₂ O, O ₃ , multiples raies
191,8 GHz à 231,5 GHz	Raie CO à 230.5 GHz
241 GHz à 275 GHz	Raies C ₂ H, HCN, HCO ⁺

Tableau 1 : Exemples de fréquences millimétriques d'observation radioastronomique

Dans le milieu interstellaire, les molécules sont réparties de manière inhomogène. Des nuages interstellaires denses sont particulièrement intéressants. En fonction de l'évolution de la température et de la densité de ces nuages gazeux la naissance d'une ou plusieurs étoiles peut se produire. L'évolution de ces deux paramètres dépend essentiellement du type de molécules qui est le plus abondant dans ces nuages interstellaires.

La matière interstellaire environnante qui n'a pas été utilisée pour former l'étoile gravite autour de celle-ci dans des disques dits circumstellaires. Dans ces disques, la matière continue à évoluer grâce à des réactions moléculaires de plus en plus complexes, qui peuvent conduire jusqu'à la naissance de protoplanètes. C'est ce grand cycle cosmique de la matière interstellaire qui peut être observé d'une manière privilégiée grâce à l'étude du rayonnement électromagnétique dans le domaine millimétrique. Cette bande de fréquence est elle-même subdivisée en sous bandes comme décrit sur la Figure 1-3.

La sous bande de fréquence sur laquelle nous nous concentrerons est celle de 80 GHz à 115 GHz. Cette bande de fréquence est limitée par l'atténuation atmosphérique sur les ondes hertziennes caractérisée essentiellement par les absorptions dues à l'oxygène de l'air (Figure 1-3).

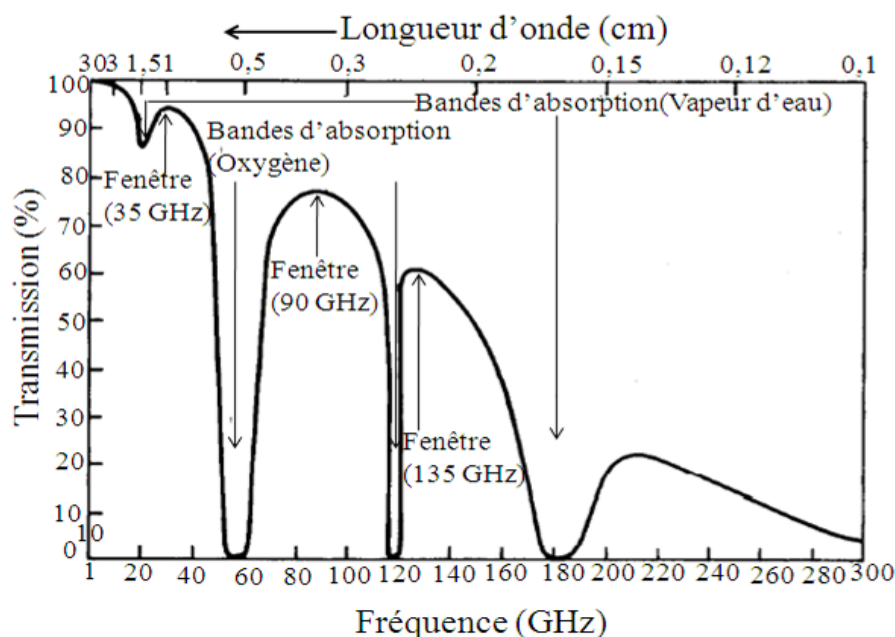


Figure 1-3 : La transmission en fonction de la fréquence.

Ce n'est que dans les années 1960 qu'il est devenu possible de construire des récepteurs assez sensibles pour capter les ondes millimétriques provenant de l'espace où la plupart des récepteurs sensibles à ces ondes [3] - [5].

1.2.2 Les radiotélescopes de l'IRAM

L'IRAM est un institut international de recherche en radioastronomie millimétrique qui se consacre à l'exploration de l'univers ainsi qu'à l'étude de ses origines et de son évolution et ses instruments, équipés d'une technologie de pointe, sont parfaitement adaptés à l'exploration du cycle des molécules et des poussières dans le cosmos. Après avoir fait une brève présentation des différentes solutions de radioastronomie mises en œuvre, nous détaillerons celle mise en œuvre par l'IRAM.

Les radiotélescopes sont construits la plupart du temps dans des zones isolées (déserts et/ou sommets montagneux), pour limiter les rayonnements parasites et garantir des environnements secs (absorption par la vapeur d'eau). L'un des problèmes majeurs de la radioastronomie est la résolution angulaire qui dépend de la longueur d'onde observée et de la taille typique du capteur (ou antenne parabolique). Cette résolution peut être approximée par l'expression suivante

$$\theta \approx 1,22 \frac{\lambda}{D} \quad (1-1)$$

avec θ exprimé en degré et λ la longueur d'onde et D le diamètre de la parabole.

Par exemple la résolution de l'œil humain est d'environ 1 minute d'angle (1 mm pour un objet situé à 3 m de distance).

La formule précédente (1-1) montre la différence considérable qui existe entre les radiotélescopes et les télescopes optiques. Ces derniers, même les plus petits, ont des dimensions plusieurs centaines de milliers plus grandes que la longueur d'onde (400 nm à 700 nm) et bénéficient donc aisément de pouvoirs séparateurs de l'ordre de la seconde d'angle. En revanche, les radiotélescopes qui travaillent dans la 2^{ème} fenêtre ($\lambda = 0,33$ cm) soit à des longueurs d'onde 10^4 fois plus élevées que celle du visible, auront des dimensions physiques qui ne seront plus très grandes par rapport à la longueur d'onde. Par exemple, pour obtenir un pouvoir séparateur égal seulement à celui de l'œil nu, il faut une antenne de radiotélescope de 3660 fois la longueur d'onde, soit 12,2 m (si $\lambda = 0,33$ cm). Deux solutions existent pour résoudre ce problème.

La première et la plus simple consiste à réaliser une énorme antenne, par exemple le radiotélescope d'Arecibo (Porto Rico) est doté d'une antenne de 305 m de diamètre et celui d'Effelsberg (Allemagne) qui est le plus grand radiotélescope orientable possède une antenne parabolique de 100 m de diamètre, ou celui du Pico Veleta (Espagne) [6] situé à une altitude de 2850 mètres (Figure 1-5-a). Il est le plus sensible des radiotélescopes dans le domaine millimétrique avec une antenne de 30 m. L'avantage de ce télescope est la possibilité d'observer simultanément à plusieurs longueurs d'ondes (de 0,8 mm à 3 mm) permettant ainsi d'élaborer des cartes détaillées. À titre d'exemple, la première carte détaillée réalisée par les ingénieurs de l'IRAM du gaz moléculaire dans M51 en traçant l'émission de l'oxyde de carbone sur la galaxie entière est indiquée dans la Figure 1-5-b.

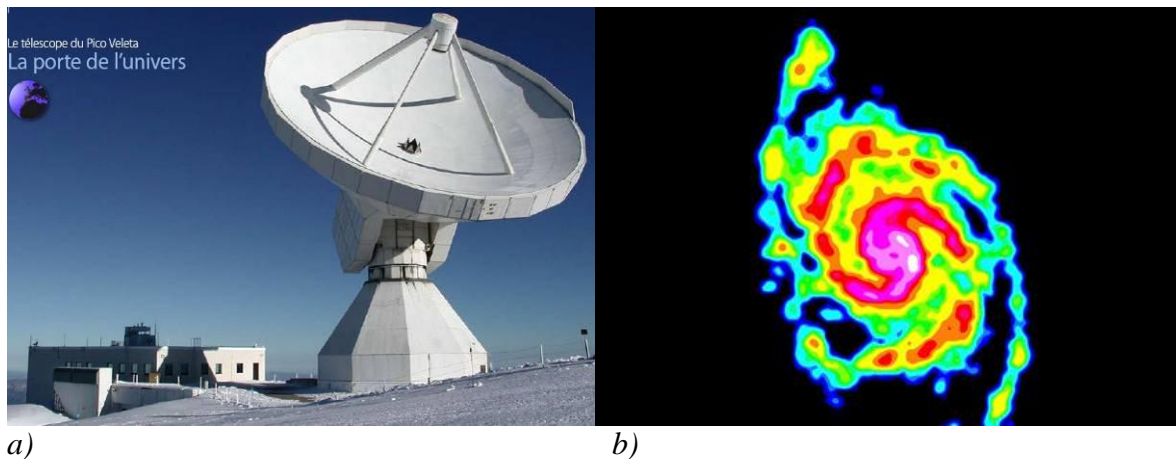


Figure 1-4 : Photographie du radiotélescope Pico Veleta (a) et mesures de l'émission de l'oxyde de carbone de la galaxie M51 (b).

La seconde solution consiste, à créer un réseau de plusieurs radiotélescopes dans lesquelles plusieurs antennes de dimensions modestes sont utilisées. Ils sont séparés les uns des autres et sont utilisés en interféromètre [7]-[10]. La résolution dépend alors de la taille totale du réseau de télescope et non plus des antennes.

$$\theta \approx 0,2 \frac{\lambda(mm)}{TailleTotale(km)} \quad (1-2)$$

C'est le cas pour le VLA (Very Large Array) près de Socorro (USA), ou encore de l'interféromètre du plateau de Bure (France) [11] (Figure 1-5-b). Cet interféromètre est composé de 6 antennes de 15 mètres de diamètre, dotées de récepteurs de haute sensibilité. De longs rails permettent de changer la disposition des antennes sur une distance maximale de 760 mètres. Obtenue par cet interféromètre, cette image (Figure 1-5-b) montre l'étoile « Cygni » à l'étape finale de son évolution. Elle indique une grande enveloppe du gaz moléculaire, éjectée il y a environ 2000 ans et lentement en expansion démontrant que les étoiles sont de vraies usines à poussière cosmique.

Le dernier né est l'ALMA (Atacama Large Millimeter Array) qui est en cours d'installation dans le désert d'Atacama (Chili) à une altitude 5100 m. Cet interféromètre radiotélescopique dans les domaines millimétrique et submillimétrique (entre 80 et ~600 GHz) devrait être constitué de 66 antennes (54 de 12 m de diamètre et 12 de 7 m de diamètre) constituant un réseau de 14 km. L'objectif est d'atteindre une résolution de 0,005 seconde d'arc [12] (soit l'angle ouvert par une balle de golf observée à 15 kilomètres de distance !)³.

³ « Alma, le plus grand radiotélescope du monde, déploie ses antennes » [archive] sur futura-sciences.com

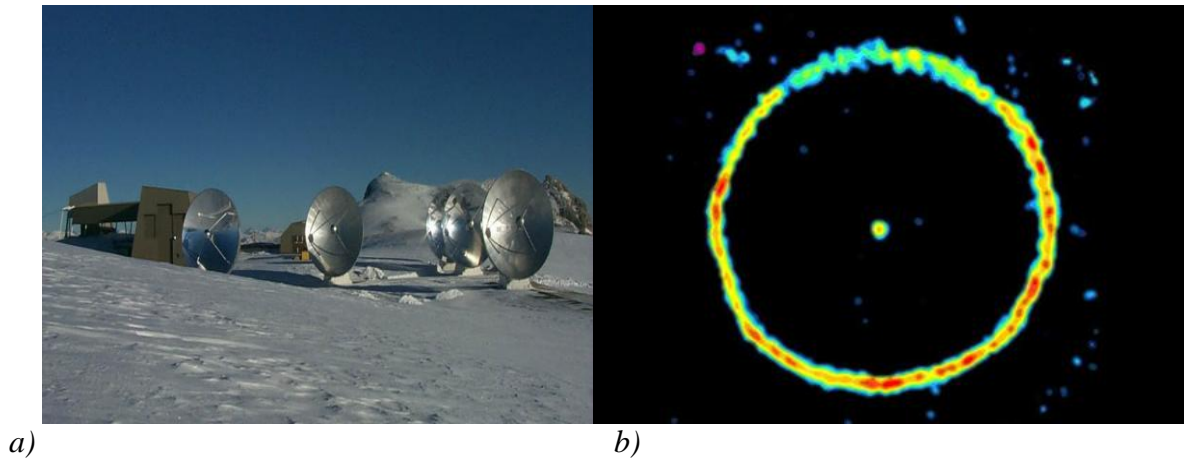


Figure 1-5 : Photographie de l'interféromètre du plateau de Bure [13] (a) et image de l'étoile « Cygni » à l'étape finale de son évolution (b).

L'IRAM est ainsi un acteur important dans la conception des radiotélescopes avec celui Pico Veleta (Figure 1-5-a) et des nouveaux interféromètres radiotélescopiques avec celui du plateau de Bure (Figure 1-5-b) [6]-[11].

1.2.3 Principe de fonctionnement des radiotélescopes

Les performances d'un interféromètre radiotélescopique sont définies en général par la sensibilité et la résolution angulaire. Les bandes de fréquences d'observation de ces radiotélescopes couvrent la 2^{ème} bande de fréquences. Ils fonctionnent sur le principe de mesure d'une température équivalente T de rayonnement d'un corps noir.

En effet, le corps noir est un objet qui réémet tout le rayonnement qu'il absorbe sans garder d'énergie puisqu'il est à une température T d'équilibre. La puissance du rayonnement émis suit une loi de distribution en fonction de la longueur d'onde $I_T(\lambda)$, dite loi de Wien, qui ne dépend que de sa température T ($T \cdot \lambda_{max} = 3 \cdot 10^{-3}$ K.m). Ainsi, en mesurant la puissance électromagnétique rayonnée par un objet stellaire en fonction de la longueur d'onde, la température de l'objet observé peut être déduite. Les intensités mesurées sont alors plutôt exprimées en unité de température (K) qu'en unité standard soit l'énergie reçue par seconde dans un angle solide d'un stéradian et dans un intervalle de longueur d'onde d'un mètre par un capteur d'une surface d'un mètre carré ($W \cdot sr^{-1} \cdot m^{-2} \cdot m^{-2}$).

Par exemple l'intensité rayonnée par des corps noirs en fonction de la longueur d'onde en millimètre est schématisée sur la Figure 1-6. Ces intensités sont mesurées à différentes températures. Ainsi le pic d'intensité est maximum pour le soleil dans le visible et dans l'infrarouge pour un corps humain. Enfin, le fond de rayonnement cosmologique est un corps noir qui rayonne dans le domaine des ondes millimétrique avec une température d'environ 2,7° K.

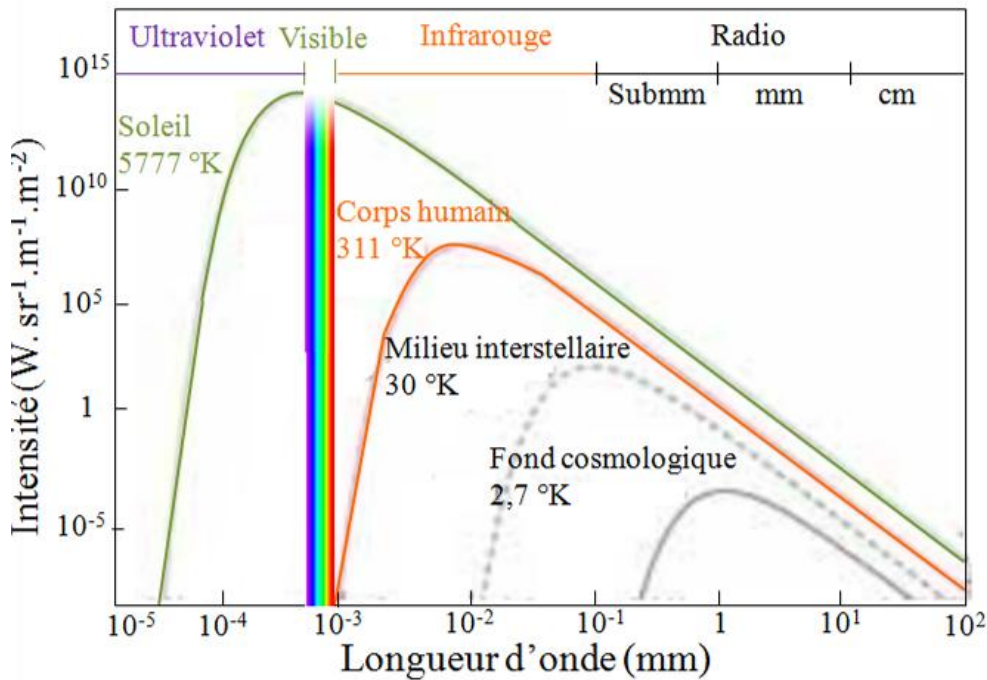


Figure 1-6 : Rayonnement du corps noir en fonction de la température⁴.

La puissance reçue par un radiotélescope peut être décrite à l'aide de l'équation de Nyquist comme une puissance de bruit thermique équivalente à la température T définie par

$$P = k.T.B \quad (1-3)$$

avec la constante de Boltzmann $k = 1,3806503 \cdot 10^{-23}$ (en $J.K^{-1}$) et B la bande passante (en Hz). Une autre unité de mesure de densité de flux d'énergie par unité de fréquence est aussi couramment utilisée : c'est le Jansky (Jy). Un Jy est équivalent à $10^{-26} W.m^{-2}.Hz^{-1}$.

Une figure de mérite important des radiotélescopes est la température système T_{sys} . Cette température correspond à la somme de l'ensemble des contributions de bruit depuis la source observée jusqu'à la sortie du radio télescope. Elle peut être définie [14] par

$$T_{sys} = (1 + \alpha)(T_{source} + T_{bruit_de_fond} + T_{atmos}) + \alpha.T_{ambient} + T_{recep} \quad (1-4)$$

avec la température de la source observée (T_{source}), du bruit de fond ($T_{bruit_de_fond}$), de l'atmosphère (T_{atmos}), de l'air ambiant ($T_{ambient}$), celle équivalente du facteur de bruit thermique équivalent au récepteur (T_{recep}). Enfin α est le coefficient de couplage vers l'avant de l'antenne (« forward efficiency »). Classiquement α est compris entre 0,9 et 0,95. Le minimum de puissance de signal détectable pour un radio télescope ou sensibilité en température équivalente ΔT peut alors être exprimée sous la forme suivante [15]

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B.\tau}} \quad (1-5)$$

⁴ http://www.saf-lastronomie.com/revue/doc/article_lastronomie.pdf

avec τ le temps de mesure (ou intégration).

Nous pouvons également rappeler l'expression du rapport signal à bruit de ce type de mesure de radio astronomie

$$RSB = \frac{T_{source}}{T_{sys} \sqrt{2.B.\tau}} \quad (1-6)$$

Pour la dernière génération de radio télescopes : les interféromètres radiotélescopique, il est nécessaire de tenir compte d'autre paramètre tels le nombre d'antennes utilisées. Dans ce cas le Jansky peut être défini par l'expression [13]

$$\Delta S(Jy) = \frac{\rho_e T_{sys}}{\eta_c \eta_p \eta_j \sqrt{N(N-1)} \sqrt{B.\tau}} \quad (1-7)$$

avec N est le nombre d'antennes utilisées, ρ_e est l'efficacité d'une antenne mesurée en ($Jy. K^{-1}$), η_c et η_p sont respectivement des paramètres d'efficacité et de stabilité en phase de l'instrument (il dépend de l'architecture et des technologies mises en œuvre) et η_j décrit la stabilité de l'atmosphère au dessus de l'instrument.

Pour avoir une bonne sensibilité tout en garantissant un RSB suffisamment grand il est nécessaire de minimiser les termes T_{atmos} , $T_{ambient}$ et T_{recep} de l'équation (1-5). Si le choix de la localisation dans un désert en altitude permet de réduire les deux premiers termes de température, en revanche la réduction de la température du bruit du récepteur nécessite d'avoir recours à la cryogénie. Ainsi des systèmes cryogéniques à l'hélium permettent de refroidir les détecteurs à une température de fonctionnement de 0,1 K.

Par exemple, dans le cas de l'interféromètre radiotélescopique du plateau de Bure, le Tableau 2 rassemble les valeurs des différents paramètres relatifs à la sensibilité.

L'observation du rayonnement d'un point pendant une heure avec les 6 antennes à 100 GHz (ou $\lambda = 3$ mm) avec une largeur spectrale 580 MHz, conduit à une sensibilité de 0,4 à 0,8 mJy suivant les conditions atmosphériques.

Cette sensibilité se dégrade d'un facteur de 2-3 à 115 GHz, en raison des hautes opacités atmosphériques et le bruit de récepteur. La résolution angulaire de ces interféromètres est presque $\theta = 2''$ à 110 GHz.

Nombre de télescopes (N)	6	Δt	Une heure
Diamètre des télescopes (D)	15 m	T_{sys}	150 K < 110 GHz
Altitude	2560 m	ρ_e	22 Jy. K-1
Récepteurs par antenne	81-115 GHz & 205-250 GHz	η_c	0,88
$\Delta \nu$	580 MHz	η_j et η_p	4 degré et 15 degré

Tableau 2 : Caractéristiques de l'interféromètre du Plateau-de-Bure (en 2007) autour de la fréquence 90 GHz.

La mesure de rayonnement se fait à l'aide d'un détecteur. Il existe différents types de détecteurs de rayonnement à basse température à l'heure actuelle. Parmi ces différents

détecteurs, nous pouvons distinguer 6 types de technologies différentes : les microcalorimètres, les jonctions tunnel supraconductrices (STJ), les capteurs à « transition de bord » (TES), les jonctions tunnel, les jonctions supraconducteur – isolant – supraconducteur (SIS), Les détecteurs à électrons chauds, les bolomètres [16].

Pour les ondes millimétriques, les bolomètres sont la solution la plus intéressante [16]. Le développement de détecteurs composés de quelques centaines à quelques milliers de bolomètres basse impédance supraconducteurs est la clé des futurs projets d'étude de la polarisation du Fond Cosmologique Micro-onde ou CMB (Cosmic Microwave Background). Récemment, un nouveau type de détecteur basé sur des résonateurs supraconducteurs a attiré beaucoup d'attention: le "Détecteur Micro-onde à Inductance Cinétique" (MKID) dans lequel un fil supraconducteur est intégré dans un circuit LC. Les grands avantages des MKIDs par rapport aux détecteurs classiques sont la simplicité de fabrication et la possibilité d'une lecture multiplexée de milliers de détecteurs [17]. La technologie des jonctions SIS reste cependant une technologie très performante de par sa très grande sensibilité (la transition supraconductrice étant très abrupte, les gains de conversion sont élevés) et son faible bruit intrinsèque [18]. L'IRAM maîtrise parfaitement la technologie de fabrication de telles jonctions en niobium.

1.2.4 Architecture d'un radiotélescope

Maintenant que nous avons exposé le type de détecteur utilisé, intéressons nous à comment celui-ci est intégré dans la chaîne de réception. En radioastronomie millimétrique, il est nécessaire d'avoir recours à une détection hétérodyne pour transposer les signaux reçus à des fréquences plus basses grâce à un mélangeur. En effet à quelques dizaines de GHz des solutions électroniques de mise en forme et de filtrage des signaux sont alors possibles. Les technologies supraconductrices à base de niobium (Nb) sont intégrées dans cette chaîne de réception hétérodyne et permettent d'obtenir une instrumentation bas bruit avec une grande sensibilité grâce à l'utilisation de mélangeurs à jonctions SIS [19]-[20].

Le schéma bloc de cette réception hétérodyne est donné Figure 1-7. Pour capter le rayonnement électromagnétique, le radiotélescope est le plus souvent doté d'une antenne parabolique. Supposons que l'astronome a choisi d'observer un signal à la fréquence F_s . Celui-ci est mélangé avec un signal issu d'un oscillateur à la fréquence F_o proche de celle de la fréquence de source F_s grâce à un élément non-linéaire dans notre cas une jonction SIS. Le mélangeur génère plusieurs produits de modulation dont une raie à la fréquence F_I qui correspond à la différence $F_s - F_o$ des deux fréquences, celle de l'oscillateur et celle de la source. Cependant, du fait de la large bande de fréquence détectée par l'antenne du récepteur, il peut exister en entrée du mélangeur une fréquence dite « image » telle que le mélange de cette fréquence avec la fréquence de l'oscillateur crée en sortie du mélangeur une raie de même fréquence que la différence $F_s - F_o$. Il est donc nécessaire de rajouter un filtre réjecteur accordable entre le mélangeur SIS et l'antenne pour supprimer la bande de fréquence « image » pour certaines applications [21][22].

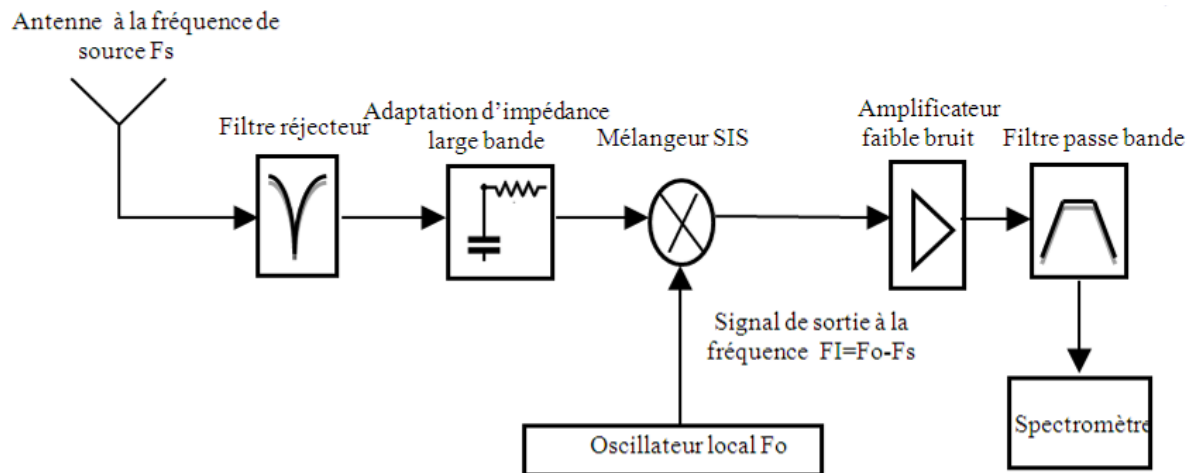


Figure 1-7 : Chaîne de récepteur hétérodyne.

La bande de fréquence dans laquelle, dans ce manuscrit, se font des observations est celle de 80 GHz à 115 GHz. Dans cette bande les observations sont perturbées par des émetteurs artificiels comme certains radars à 79 GHz ou satellites (CLOUDSAT à 94 GHz). En présence de ces signaux extrêmement forts par rapport aux signaux astronomiques, aucune observation n'est possible proche de ces fréquences car le capteur est saturé. Un filtre sélectif reconfigurable permettrait d'observer en présence de ces signaux parasites.

En même temps, un filtre reconfigurable résoudrait un problème intrinsèque à la réception hétérodyne, à savoir le rejet de l'image de la fréquence à observer. En effet, à l'IRAM, une valeur de la fréquence F_o de l'oscillateur local de 96 GHz est communément utilisée et la largeur du filtre passe-bande est de 6 GHz. Les deux fréquences observables sont donc 90 GHz et 102 GHz, mais elles ne peuvent être mesurées simultanément car, sinon, le signal de sortie du mélangeur n'a aucune signification. Ainsi, si l'astronome a choisi d'observer la raie à 90 GHz, il faut que le filtre réjecteur supprime la raie à 102 GHz. Cette réjection est actuellement réalisée par ajustement mécanique d'un court-circuit mobile. Cette solution n'est pas très rapide car elle nécessite un réglage manuel. Une solution proposée pour résoudre ce problème est basée sur une approche « bande étroite » : il s'agit de faire fonctionner le récepteur sur une bande de fréquences plus étroites mais de balayer la fréquence centrale de détection.

De plus l'adaptation d'impédance du mélangeur SIS varie avec la fréquence observée. Aujourd'hui cet adaptateur est réglé pour garantir le meilleur compromis entre l'adaptation et la bande passante. Toutefois si la bande de fréquence observée était réduite, il devient alors possible d'améliorer l'adaptation entre l'antenne et le mélangeur comme l'évoque Kerr dans un article [23].

Selon la fréquence à observer, une adaptation d'impédance large bande entre l'antenne, le filtre réjecteur accordable et le mélangeur SIS est en outre essentiel pour optimiser le rapport signal à bruit.

De nombreuses autres fonctions des récepteurs hétérodynes millimétriques peuvent être rendues accordables (filtre, adaptation d'impédance). Aujourd'hui un radiotélescope à base de jonction SIS a été proposé avec un oscillateur accordable [24].

1.3 Dispositifs accordables en millimétrique

Ce balayage nécessite que, des éléments accordables ou variables soient insérés dans la chaîne instrumentale afin de permettre un réglage dynamique des paramètres. Parmi les composants accordables millimétriques décrits dans la littérature, nous pouvons faire une première distinction entre les commutateurs (ou switch) et les varactors.

Les commutateurs sont des dispositifs qui fonctionnent seulement dans deux états « on » et « off », à l'image de simples interrupteurs. Leurs performances sont essentiellement l'isolation électrique à l'état « off » et des pertes d'insertions à l'état « on » soit aux fréquences millimétriques le paramètre S_{21} dans le cas de switches ohmiques, soit les deux valeurs de capacités équivalentes C_{ON} et C_{OFF} (C_{min}) pour les commutateurs capacitifs. Les conditions de commandes de ces commutateurs (tension d'actuation, temps de commutation,...) font également partie des caractéristiques importantes de ces dispositifs.

Les varactors sont eux des composants hyperfréquences qui présentent une capacité continument ajustable en fonction de la tension continue appliquée à leurs bornes. Leur caractéristique principale est la fonction $C(V)$ avec la dynamique maximale d'accord ΔC .

1.3.1 Panorama des dispositifs accordable en millimétrique

L'ensemble de la tête RF d'un récepteur de l'IRAM est constitué d'une antenne, d'un filtre réjecteur et du mélangeur SIS. Un schéma représentatif de cette tête RF est montré dans la Figure 1-8 [25]. La géométrie permet d'obtenir une impédance d'antenne de faible valeur réelle, bien adaptée avec la faible impédance de la jonction SIS. Le court circuit mobile peut se déplacer à l'intérieur du guide pour pouvoir rejeter la fréquence image correspondant à chaque fréquence signal observée.

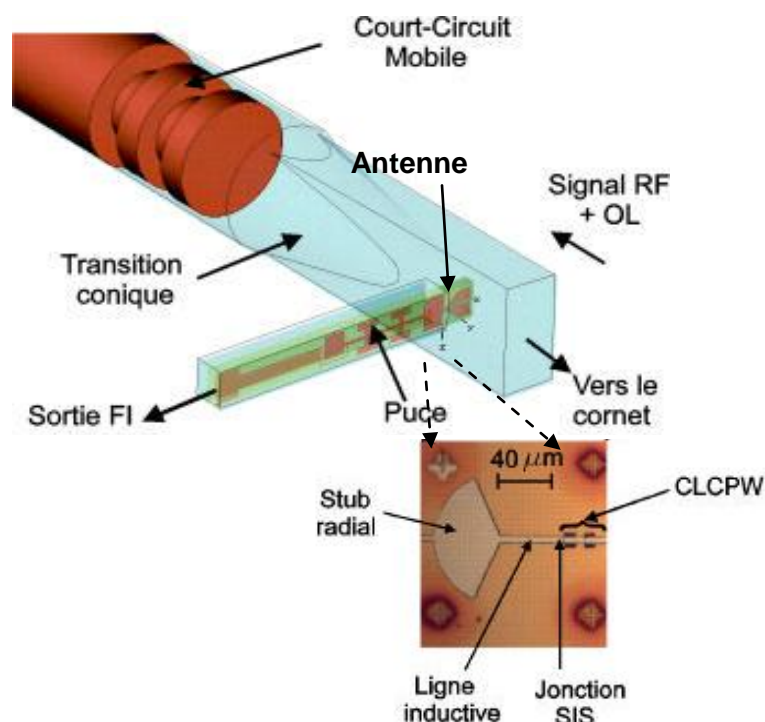


Figure 1-8 : Vue 3D de la tête RF comportant l'antenne, le court-circuit mobile, le guide d'onde, le mélangeur SIS et un filtre RF ; le zoom situé en bas montre la jonction SIS et sa structure d'adaptation RF en Nb.

Le fonctionnement du mélangeur est basé sur l'effet tunnel assisté par photon dans la jonction SIS. La jonction est fabriquée avec trois couches de matériaux Nb/AlOx/Nb et a une surface de $1 \mu\text{m}^2$. La caractéristique courant-tension est fortement non-linéaire. A haute fréquence, la jonction SIS est court-circuitée par sa forte capacité intrinsèque (de l'ordre de 100 fF). Ces diverses propriétés sont bien décrites par le modèle de Tucker [26]. Une structure d'accord en Niobium en parallèle avec la jonction compense sa capacité dans une large bande de fréquence RF. L'architecture de cette puce développée à l'IRAM est montrée en bas de la Figure 1-8.

Nous pourrions remplacer ce circuit mobile par un circuit planaire placé en amont de la jonction et comportant des commutateurs. Dans ce cas, nous pourrions imaginer que les commutateurs viennent charger périodiquement en parallèle une ligne de transmission de façon à créer des longueurs de stubs de différentes longueurs équivalentes permettant un accord par sauts discrets. Les critères importants pour les commutateurs seront leurs pertes d'insertions à l'état ON, leur isolation à l'état OFF et leur temps de commutation. Nous pourrions également envisager d'utiliser un composant variant de manière continue et commandé par un signal électrique. Dans ce cas, le critère important sera la dynamique ou « plage de variation » maximale offerte par le composant.

Nous allons maintenant par une analyse bibliographique chercher à lister les différents composants utilisables dans cette optique, en détaillant leurs avantages et inconvénients, puis nous rajouterons la condition qu'ils soient utilisables à froid et bas bruit pour finalement choisir une solution adaptée au cas de l'IRAM.

L'arbre ci-dessous résume les choix technologiques à notre disposition. Les switches (commutateurs) peuvent être soit réalisés avec des semi-conducteurs, soit avec des MEMS. Les composants à variation continue peuvent quant à eux être des varactors (capacités variables réalisées également avec des semi-conducteurs ou avec des MEMS) ou des inductances variables (mais cette solution n'est pas adaptée aux fréquences millimétriques).

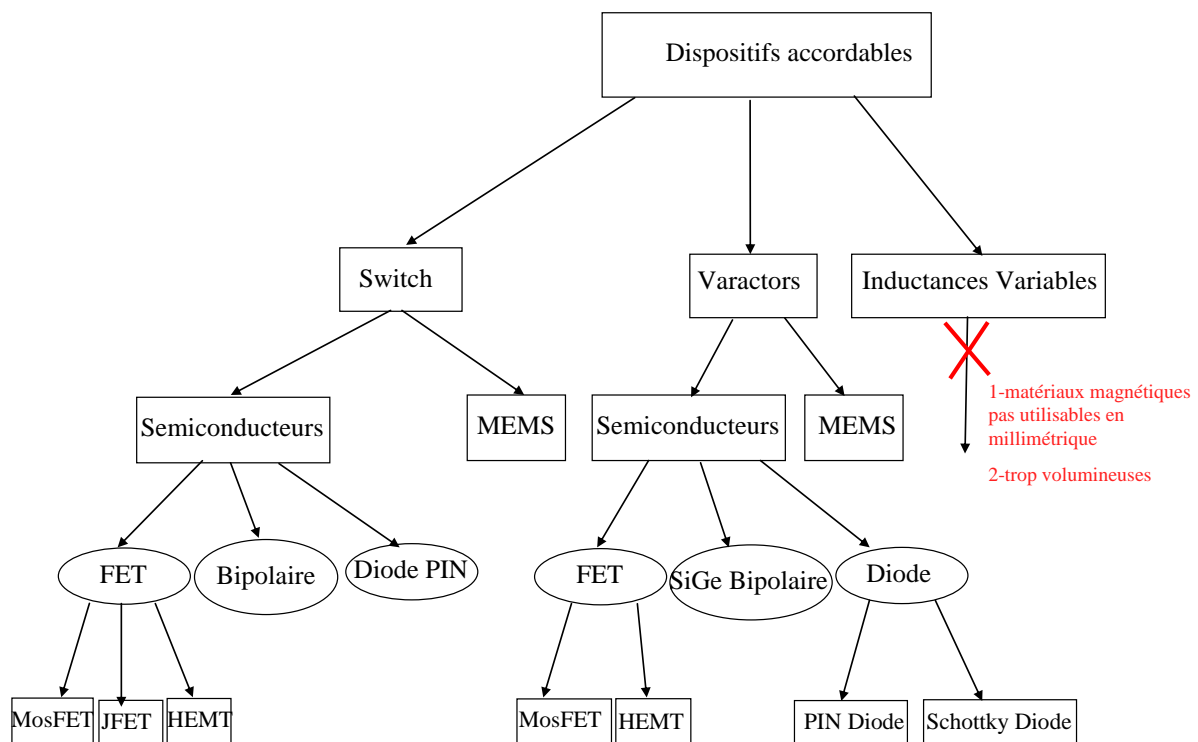


Figure 1-9 : Choix technologiques envisageables pour les dispositifs accordables aux fréquences millimétriques.

Une rapide étude bibliographique à partir des mots clés suivants « varactor & millimeter » sur un site tel que IEEE Explorer fait apparaître en tout 270 articles depuis 1964 jusqu'à aujourd'hui. Si la même étude est faite avec les mots clés « switch & millimeter » nous notons plus de 835 articles avec une forte évolution ces dix dernières années avec une moyenne de plus de 50 articles IEEE par an. L'évolution du nombre d'articles sur cette thématique est donnée par tranche de cinq ans sur la Figure 1-10 ci-après. Nous remarquons d'après cette figure un réel engouement pour les dispositifs commutateurs millimétriques depuis les années 90 et ces 5 dernières années.

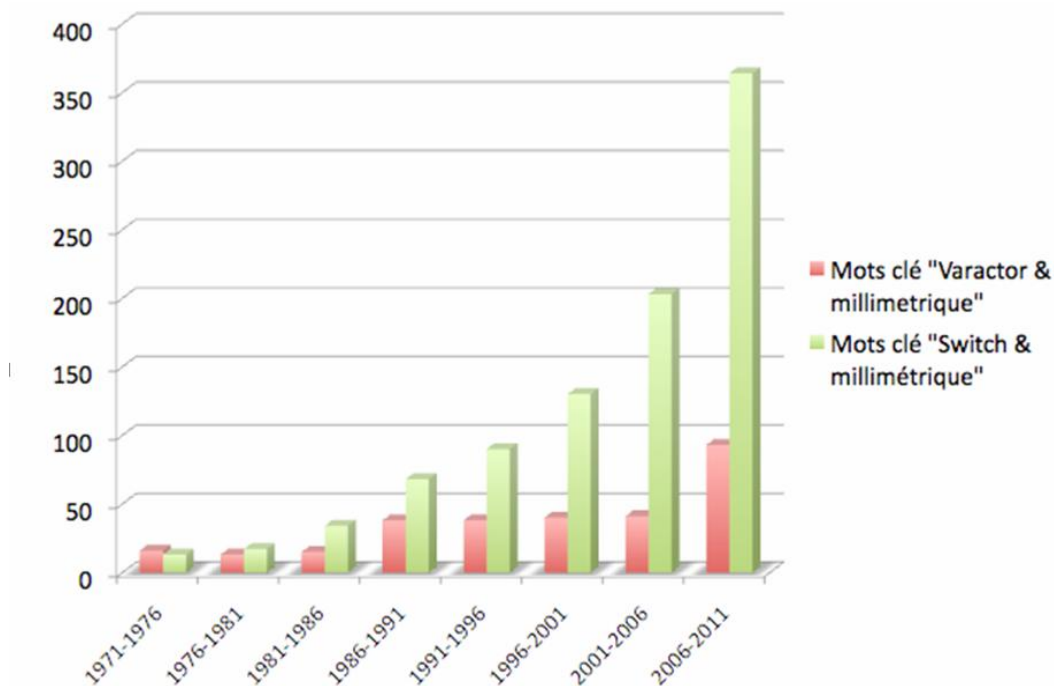


Figure 1-10: Evolution du nombre d'articles de 1970 jusqu'à 2011.

Ainsi, les semi-conducteurs à base de matériaux tels que le silicium (Si), le gallium arsénure (GaAs) et le phosphore d'indium (InP) peuvent être utilisés pour la fabrication de commutateurs et de varactors millimétriques.

Dans cette famille de composants semi-conducteurs, les composants utilisables en tant que Switch sont les FETs (Field Effect Transistors), les transistors bipolaires et les diodes PIN.

D'après notre étude bibliographique, trois familles de FET sont utilisables en millimétrique au dessus de 50 GHz : les MosFET (Metal-oxide-semiconductor Field Effect Transistor), les JFET (Junction Field Effect Transistor) et les HEMT (High Electron Mobility Transistors). Les MosFET sont basés sur la technologie en CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconducteur). Les avantages du commutateur MosFET en général sont son faible coût, son potentiel d'intégration et un temps de commutation très faible (0,3-0,4 ns) [27]. Les premiers commutateurs MosFET en technologie Si CMOS utilisables au-delà de 50 GHz avec de bonnes performances ont été décrits par Shih-Fong Chao [28]. Dans cet article, des switches en technologie CMOS 90 nm ont été réalisés avec une bande de fréquence de fonctionnement s'étendant de 50 GHz à 94 GHz (Figure 1-11). Ces commutateurs présentent des pertes

d'insertions inférieures à 3,3 dB sur cette plage de fréquence et une isolation meilleure que 27 dB de 50 GHz à 110 GHz.

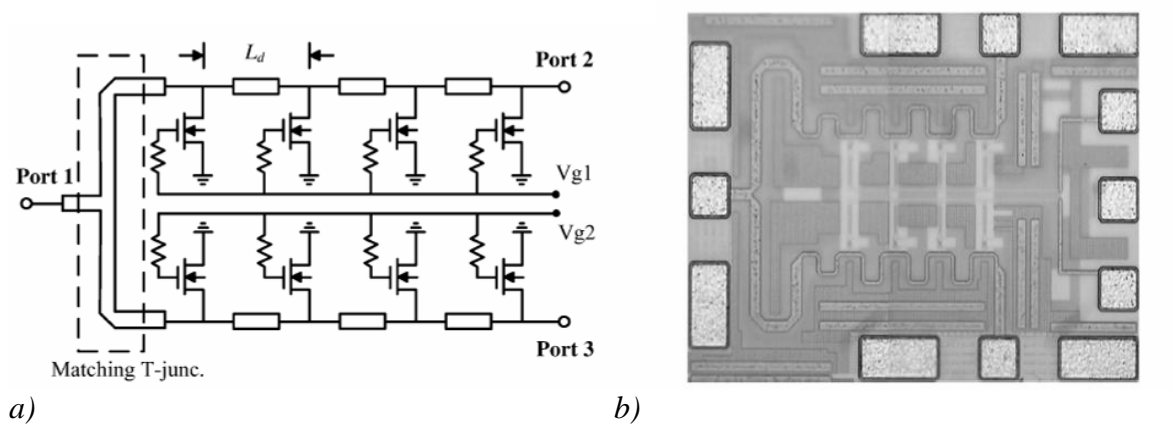


Figure 1-11:

a) Schéma du circuit de l'interrupteur SPDT (Single Pole Double Throw) ;

b) Photo de la puce du commutateur SPDT.

A l'état OFF le transistor MosFET souffre de la présence d'une capacité parasite importante entre le drain et la source. Pour réduire l'effet de cette capacité, une méthode utilise la technique de polarisation négative du substrat (Negative Body Bias technique) [29]. Le principe de fonctionnement de cette méthode est indiqué dans la Figure 1-12. Ces commutateurs montrent des pertes d'insertions inférieures à 3 dB et, du fait de cette technique de polarisation, une isolation supérieure à 48 dB à 60 GHz.

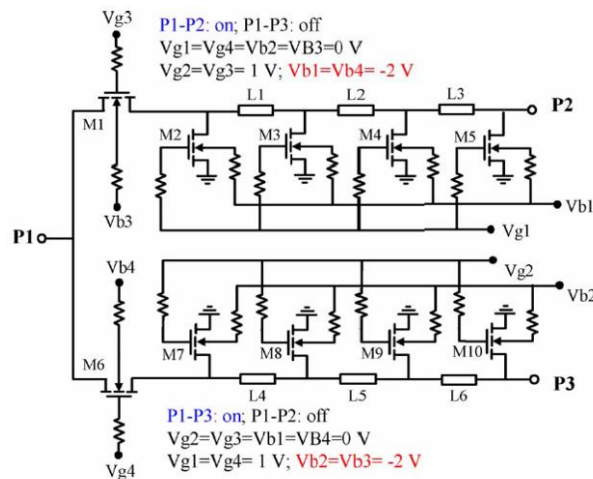


Figure 1-12: Schéma du commutateur SPDT utilisant la technique NBB (Negative Body Bias).

Dans [30], un système entièrement intégré de transmission / réception (T/R) en technologie CMOS 90 nm a été présenté avec une bande de fréquence de fonctionnement de 60 à 110 GHz, cette fréquence haute étant pour la première fois atteinte avec ce type de technologie. Le Schéma du circuit de cet interrupteur SPDT est indiqué dans la Figure 1-13 (b) et la photo de la puce de ces commutateurs est montrée dans la Figure 1-13 (a).

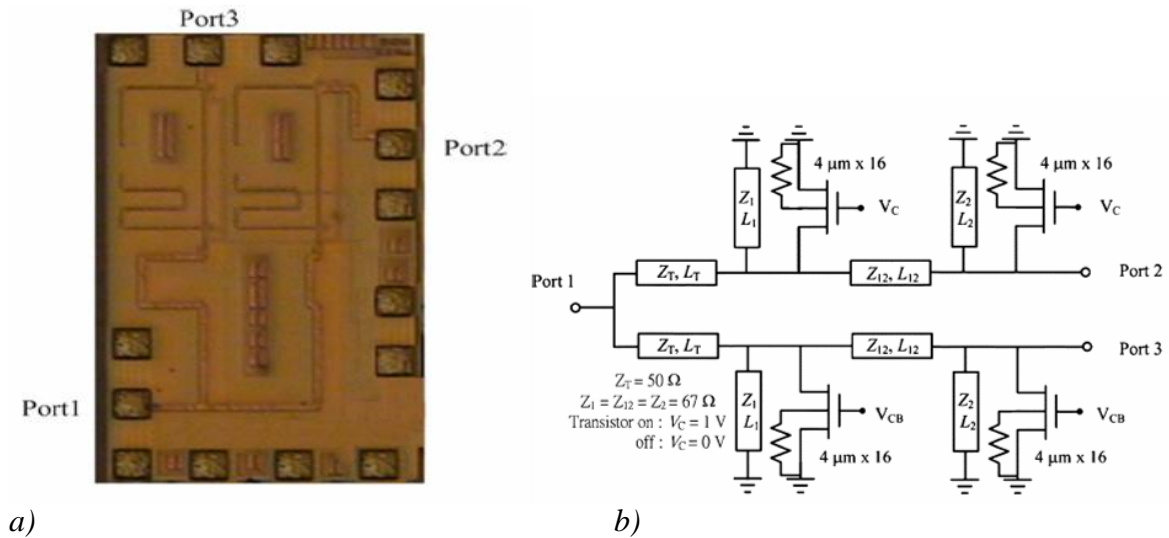


Figure 1-13:

a) Photo de la puce du commutateur SPDT entre 60 et 110 GHz ;

b) Schéma du circuit des commutateurs SPDT entre 60 et 110 GHz.

Dans le domaine des JFETs, les travaux les plus récents pour des applications en millimétrique concernent une nouvelle technologie (GaAS-PHJFET) basée sur des FD-FETs (Fully Distributed FET) en SPDT. Cette structure a été présentée pour la première fois par Hiroshi Mizutani [31]. Elle utilise des éléments JFET semi distribués qui présentent le grand avantage à l'état OFF de ne pas avoir d'importantes fréquences de coupure habituellement dues à l'effet de filtrage passe-bas du circuit équivalent en millimétrique (Figure 1-14). Ce nouveau commutateur montre de faibles pertes d'insertions de moins de 2,1 dB et une isolation de plus de 25,5 dB de 38 à 80 GHz.

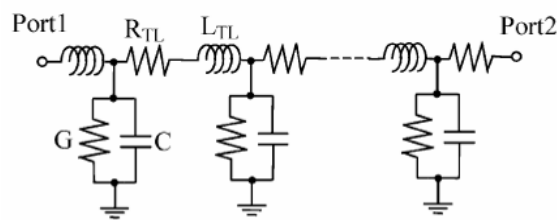


Figure 1-14: Circuit équivalent du FD-FET avec le modèle de la ligne de transmission avec pertes ($G = 0$, $C = C_{TL}dx + C_{FET}dx$ à l'état ON et $G = G_{FET}dx$; $C = C_{TL}dx$ à l'état OFF).

Les recherches concernant les switches HEMT sont très actives. Un circuit intégré comportant des commutateurs en InP-HEMT utilisant une technologie avancée de multicouches avec quatre niveaux d'interconnexions, a été présenté dans [32]. L'avantage principal de l'InP-HEMT est que sa résistance à l'état OFF (R_{on}) et sa capacité à l'état ON (C_{off}) sont beaucoup plus faibles que celles des FET en GaAS et Si. La Figure 1-15 (a) montre la structure de base de ce circuit intégré avec une interconnexion multicouche. Cette structure utilise des lignes microruban et des lignes microruban inversées avec une masse

commune dans une topologie qui évite le couplage mutuel entre le port commun (IN) et les ports immédiatement proches. Par conséquent, le switch ainsi réalisé a des performances très uniformes suivant les différents chemins. La bande passante atténuée atteint plus de 50 GHz. A la connaissance des auteurs, il s'agissait de la plus haute bande passante pour des commutateurs SP4T FET-froid rapportée en 2009 : les pertes d'insertions de ce switch sont de moins de 3,5 dB et l'isolation est meilleure que 50 dB.

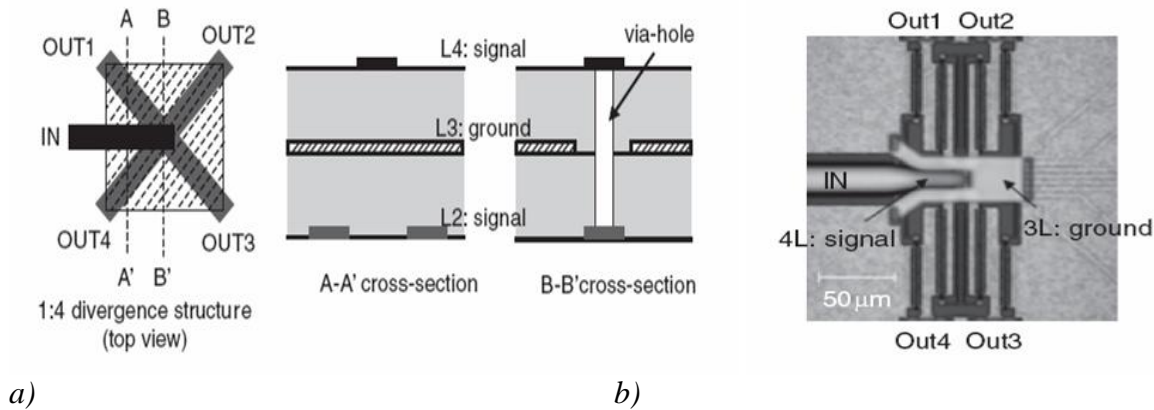


Figure 1-15:

a) Structure symétrique en utilisant l'interconnexion en multicouches ;

b) Microphotographies des switchs SP4T en 4L.

Pour réaliser des émetteurs-récepteurs dans le domaine millimétrique, la configuration en parallèle est conventionnellement employée pour atteindre de faibles pertes d'insertions. Par exemple dans la référence [33], ils ont utilisé des commutateurs HEMT pour des émetteurs – récepteurs à une seule antenne (Figure 1-16 (a)), des émetteurs – récepteurs à plusieurs antennes (Figure 1-16 (b)) et dans un radiomètre avec une polarisation des antennes (Figure 1-16 (c)). Ces commutateurs montrent des pertes d'insertions inférieures à 2,5 dB et une isolation supérieure à 20 dB à 94 GHz pour un circuit à FET unique et des pertes d'insertions inférieures à 2 dB et une isolation supérieure à 32 dB à 94 GHz pour un circuit à double FET.

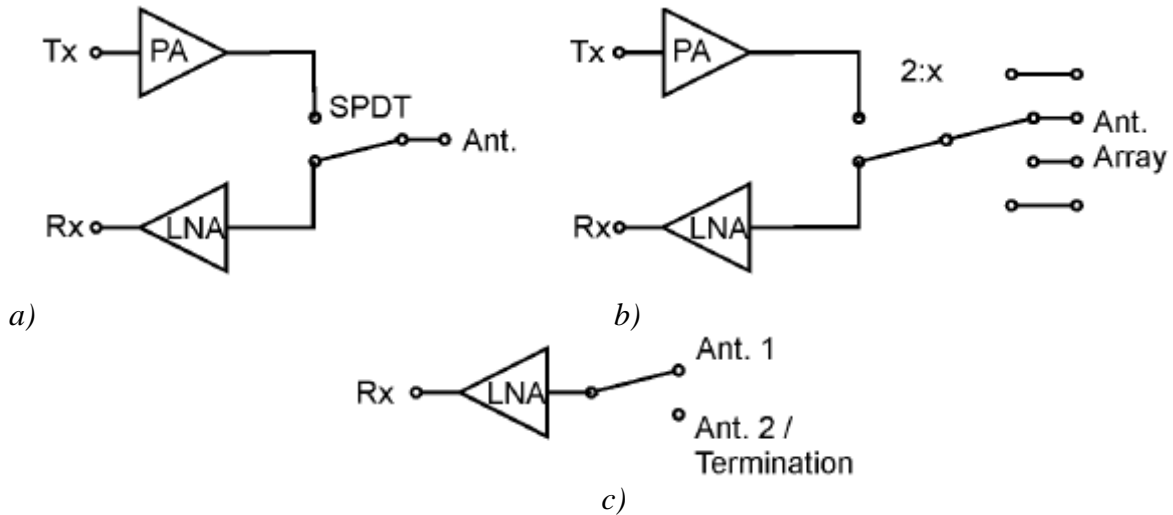


Figure 1-16: Exemples d'applications des switches dans les systèmes à ondes millimétriques :

a) Emetteurs – Récepteurs à une seule antenne ;

b) Emetteurs – Récepteurs à plusieurs antennes ;

c) Radiomètre avec une polarisation des antennes.

Cependant, cette configuration dégrade l'isolement dans la gamme de fréquence des ondes millimétriques en raison de l'augmentation de l'impédance causée par l'inductance parasite et la résistance de shunt du HEMT à l'état OFF. Pour réduire cet effet, une nouvelle technique utilisant un shunt résonant a été proposée dans [34] qui sert à réduire la résistance de shunt de l'interrupteur FET à l'état OFF. En appliquant cette technique, une isolation élevée plus grande que 45 dB et des pertes d'insertions de moins de 1,5 dB ont été atteintes à 60 GHz avec des commutateurs SPDT HEMT pour les applications à ondes millimétriques.

Ces Commutateurs HEMT (en fait « pHEMT » pour « passifs » car il mettent en œuvre des éléments résistifs intégrés) offrent une faible consommation d'énergie et des temps de commutation rapides (100 ns) [35]. C'est pour cette raison qu'ils sont très utilisés dans des systèmes de communication commerciale à ondes millimétriques. Mais, malheureusement, ils ont quelques inconvénients essentiels tels que la fragilité mécanique de la plaquette et le coût élevé du matériel de fabrication.

Un résumé sur les principaux critères (pertes d'insertions et isolation) de ces commutateurs FET est montré dans le Tableau 3. Il apparaît que les HEMT présentent le meilleur compromis pertes d'insertions / isolation.

Fréquence (GHz)	FET	Type	Pertes d'insertions (dB)	Isolation (dB)	Surface de puce
50	MosFET	90 nm-CMOS [28] (Si)	<3,3	>27	0,24 (mm ²)
60		90 nm-CMOS [29] (Si)	<3	>48	0,68 x 0,87 (mm ²)
110		90 nm-CMOS [30] (Si)	3-4	>25	400 x 700 (μm ²)
38-80 GHz	JFET	PHJFET [31] (GaAs)	<2,1	>25,5	1,9x0,8 (mm ²)
50	HEMT	HEMT [32] (InP)	<3,5	> 50	0,73 (mm ² /bit)
60		pHEMT [34] (GaAs)	<1,5	>45	1,0x0,8 (mm ²)
94 GHz		mHEMT (GaAs)	<1	>40	1,9x0,8 (mm ²)

Tableau 3 : Comparaisons entre différents technologies de Switch FET.

Après avoir fait l'état de l'art des transistors FET, nous pouvons dire quelques mots sur ceux bipolaires utilisés en switches. Nous n'avons trouvé que très peu d'articles récents avec cette technologie qui a été optimisée au cours des années pour satisfaire des besoins de plus en plus haut en fréquence dans le domaine des amplificateurs et des oscillateurs. Nous nous bornerons à citer ses performances essentielles [36] : faible bruit, fort gain, robustesse, capacité Miller réduite au minimum. Cependant, en tant que switch, à notre connaissance, ce n'est pas la technologie la meilleure.

En ce qui concerne la diode PIN, nous savons que lorsqu'elle est polarisée en inverse, elle présente des capacités extrêmement faibles ce qui permet d'atteindre de hautes fréquences de coupure (de 1 à 4 THz), un temps de commutation très rapide qui varie entre 1 ns et 100 ns et une résistance série qui varie entre 0,1 Ω et quelques Ω [37]. Dans [38] un commutateur SPDT en diode PIN InGaAs est proposé. Ce commutateur SPDT a montré des faibles pertes d'insertions (<3,5 dB) et une bonne isolation (> 39 dB) de 15 à 70 GHz. Dans l'article [39], ils ont discuté l'idée d'un module de transmission / réception (T / R) à 160 GHz. Il y a trois composants MMIC essentiels qui sont nécessaires pour un module T/ R : un amplificateur de puissance pour la transmission, un amplificateur à faible bruit pour la réception, et la capacité de commuter entre eux de manière efficace. Leur conception permet l'utilisation d'un commutateur SPDT haute vitesse en diode PIN InGaAs qui montre des pertes d'insertions de moins de 3 dB et une isolation plus de 10 dB.

Un résumé sur les principaux critères de la diode PIN comme switch, est montré dans le Tableau 4.

Fréquence (GHz)	Type	Pertes d'insertions (dB)	Isolation (dB)	Surface de puce
60	Diode PIN [38] (InGaAs)	<3,5	>39	1,0 x 0,8 (mm ²)
115	Diode PIN [39] (InGaAs)	<3	>10	1,9x0,8 (mm ²)

Tableau 4 : les pertes d'insertions et l'isolation à différentes fréquences de la diode PIN.

Comme nous l'avons vu dans la Figure 1-9 la deuxième grande technologie utilisable pour des commutateurs est la technologie MEMS (Micro Electromechanical Systems). Les MEMS sont de petits dispositifs intégrés ou des systèmes dont on a réduit les dimensions à l'échelle micrométrique qui combinent des composants électriques et mécaniques. Les techniques de fabrication mises au point pour l'industrie des circuits intégrés sont aujourd'hui utilisées pour ajouter des éléments mécaniques tels que des poutres, des engrenages, des diaphragmes, des ressorts.

On distingue deux types de micro-commutateurs MEMS : les micro-commutateurs ohmiques et les micro-commutateurs capacitifs. L'utilisation de contacts ohmiques est généralement privilégiée pour les applications à basses fréquences (jusqu'à 1 GHz) mais, pour celles des MEMS à haute fréquence (vers 100 GHz), ce type de contact est normalement inutilisable [40]. Cependant Yong Seo Lee et al ont démontré dans leur article [41] la possibilité d'obtenir des pertes d'insertions très faibles et une isolation très forte entre 80 et 110 GHz en utilisant des contacts ohmiques. Ils ont ainsi proposé un nouveau commutateur RF-MEMS à contact ohmique réalisé par double mouvement d'axes : un mouvement latéral par des électrodes de peigne (comb electrode) et un autre vertical par une électrode inférieure de la ligne CPW (bottom electrode) ce qui améliore l'isolation entre 50 et 110 GHz. A l'état OFF, l'électrode de contact supérieur (top contact electrode) est située à 30 μm de la ligne de signal de l'électrode inférieure pour réduire le couplage capacitif entre l'électrode de contact en haut et en bas (Figure 1-17 (b)). Un état intermédiaire à l'état OFF est obtenu grâce au mouvement latéral de l'électrode de peigne (Figure 1-17 (c)). L'électrode de contact supérieure touche l'électrode inférieure lorsqu'on applique une tension à l'électrode inférieure (état ON) Figure 1-17 (d). Ce type de commutateur a démontré des pertes d'insertions de moins de 1,12dB et une isolation de plus de 42,2 dB à 50 GHz, et respectivement de moins de 1,3 dB et de plus de 37dB à 94 GHz.

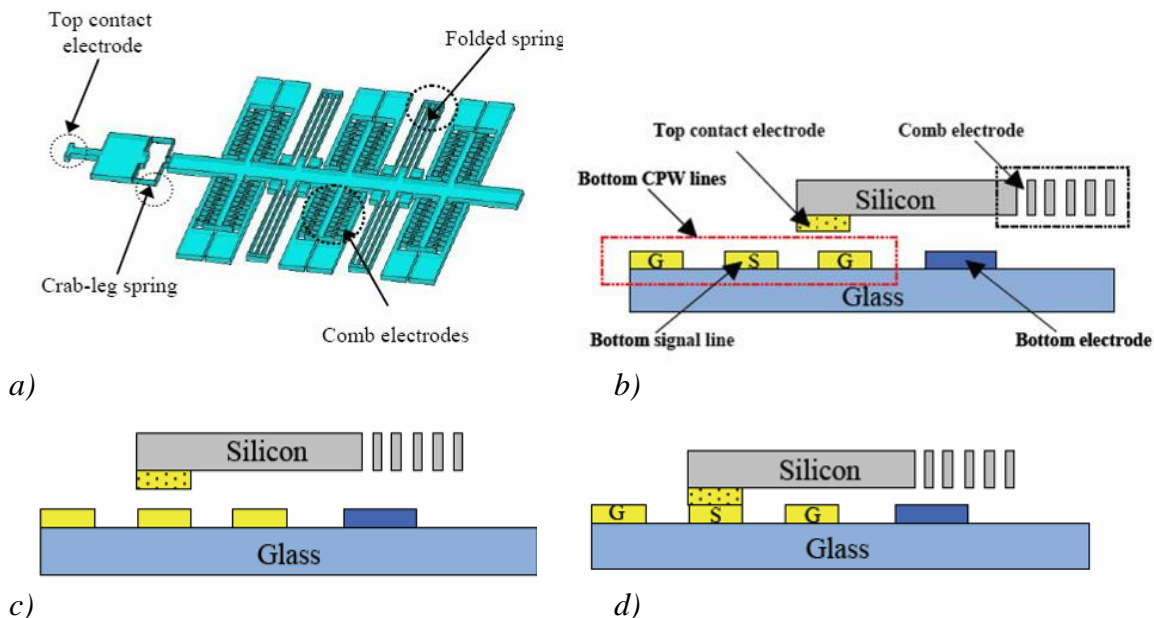


Figure 1-17: Vue de l'interrupteur de contact ohmique RF-MEMS proposé par Yong Seo Lee et al (a) et son principe de fonctionnement, A l'état OFF (b), A l'état OFF intermédiaire(c) et A l'état ON (d).

Le contact capacitif est généralement très utilisé pour des fréquences supérieures à 10 GHz puisqu'il offre une isolation élevée supérieure à 40 dB pour des fréquences pouvant aller jusqu'à 120 GHz [40]. Les micro commutateurs capacitifs sont des interrupteurs qui utilisent un contact capacitif entre l'électrode fixe qui transmet le signal et l'électrode mobile du micro commutateur. Sur l'électrode fixe, il y a une couche de diélectrique isolante pour former une capacité C_{ON} avec l'électrode mobile lorsque le contact est à l'état passant. La transmission du signal se fait au travers de cette capacité. Leurs pertes d'insertions sont généralement faibles. Il y a deux topologies de bases utilisées dans la conception de circuits RF à ondes millimétriques avec des commutateurs capacitifs : le commutateur en série et le commutateur en parallèle.

Les commutateurs MEMS en série sont largement utilisés pour des applications dans la bande de fréquence entre 0,1 GHz à 40 GHz. Ils offrent une isolation élevée à des fréquences RF de 50 dB à 1 GHz et de 20 dB à 30 dB à 20 GHz. A l'état passant, les pertes d'insertions sont très faibles, autour de -0,1 à -0,2 dB entre 0,1 et 40 GHz [40].

Les commutateurs MEMS en parallèle sont plus adaptés pour les hautes fréquences (5 à 100 GHz). Le pont du MEMS est suspendu d'une hauteur g au-dessus de la ligne et, lorsque l'interrupteur est activé, il tombe sur la ligne et crée un court-circuit entre les extrémités ouvertes. La poutre est ainsi placée en dérivation entre la ligne et la masse, formant ainsi un shunt lorsque le commutateur est activé électriquement. En position inactive, le commutateur parallèle ne dégrade quasiment pas la transmission du signal grâce à sa faible capacité. Par conséquent, les pertes d'insertions pour des commutateurs idéaux sont très faibles dans l'état bloqué (en l'absence de polarisation, de -0,04 dB à -0,1 dB entre 5 GHz et 50 GHz) et très importantes dans l'état passant (lorsque la polarisation est appliquée, plus de -20 dB entre 10 GHz et 50 GHz) [40].

La Figure 1-18 représente un type de commutateur capacitif constitué d'un pont métallique : lorsque la membrane mobile est à l'état bas, la couche de diélectrique empêche le contact métal-métal.

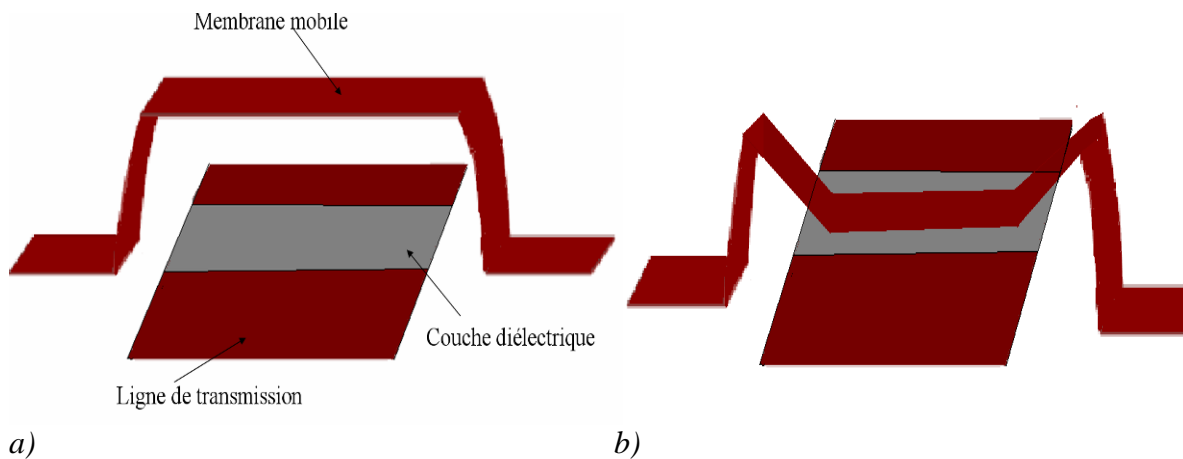


Figure 1-18: Pont pour un commutateur capacitif à l'état OFF (a) à l'état ON (b).

Deux exemples de commutateurs capacitifs conçus en millimétrique sont représentés dans la Figure 1-19 et la Figure 1-15. Tout d'abord, les commutateurs capacitifs de Takashi Yamomoto et al [42] (Figure 1-19) qui sont prévus pour des applications à ondes millimétriques comme le radar à balayage électronique et des systèmes de communication sans fil et qui montrent des pertes d'insertions de moins de -0,5 dB et une isolation de 15 dB à 50 GHz. L'avantage de ces commutateurs est le temps de commutation égal à 2 μ s qui est d'après les auteurs, le plus court temps de commutation d'un commutateur MEMS capacitif

pour des applications à ondes millimétriques. Malheureusement, ce type de commutateur a une faible valeur C_{max}/C_{min} égale à 4.

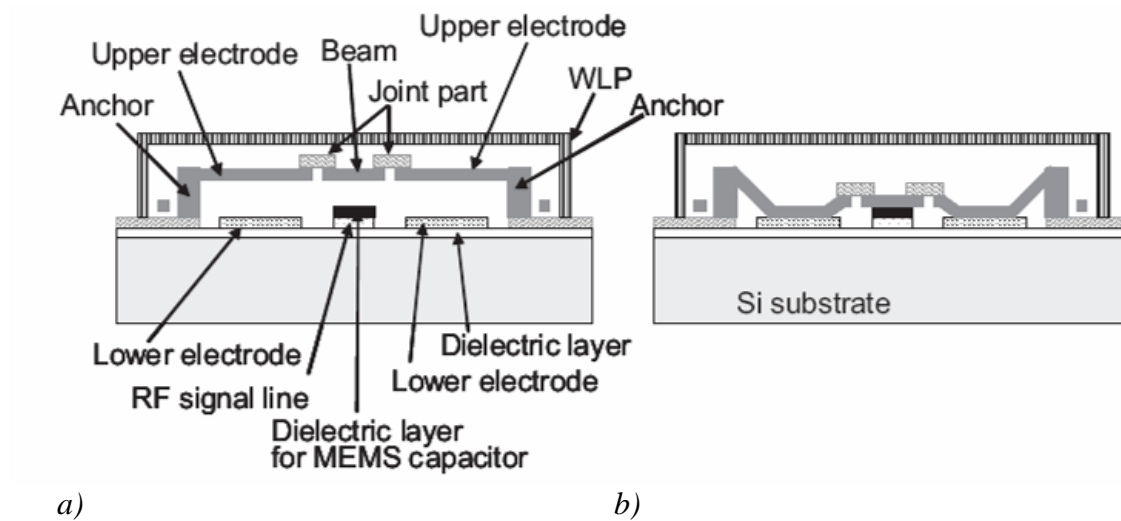


Figure 1-19: Capacitive MEMS Switch à l'état OFF (a) à l'état ON (b)

Puis le commutateur capacitif de Songbin Gong et al [44], qui a été utilisé également dans des déphaseurs (Figure 1-20). Ce papier présente des commutateurs RF-MEMS (SP4T) à 2-bits pour des applications à 60 GHz. Ces commutateurs montrent des pertes d'insertions inférieures à -0,8 dB et une isolation plus grande que 20 dB à 60 GHz.

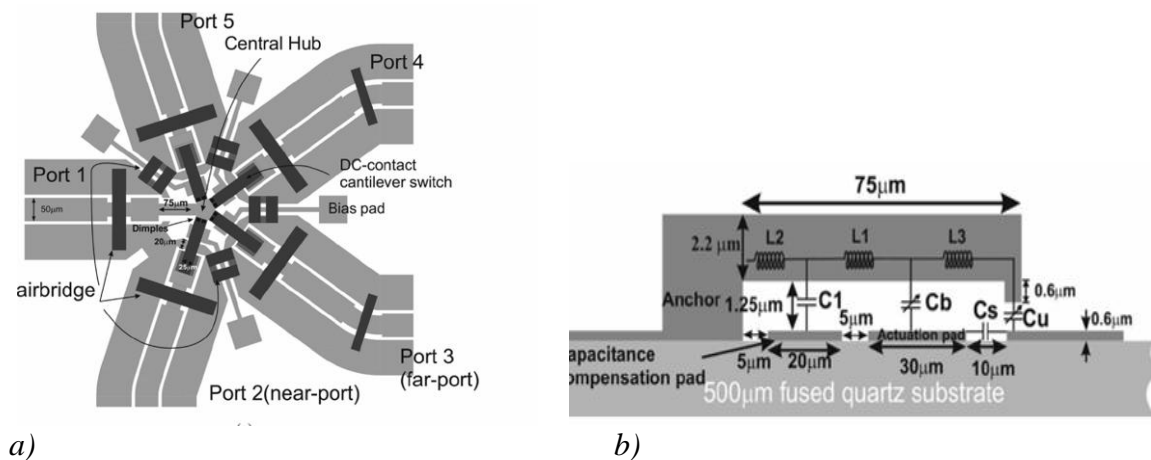


Figure 1-20: Layout (a) et vue en coupe transversale du Switch RF-MEMS SP4T (b).

Un résumé sur les principales performances actuelles des commutateurs RF-MEMS est montré dans le Tableau 5.

Fréquence (GHz)	Référence	Pertes d'insertions (dB)	Isolation (dB)
50	[41]	<1,12	> 42,2
	[42]	<0,5	>15
	[43]	<0,5	>18
60	[41]	<1,6	>42
	[44]	<0,6	>22
	[45]	<2	>15
94	[41]	<1,3	>37
	[46]	<0,8	

Tableau 5 : les pertes d'insertions et l'isolation à différentes fréquences des commutateurs RF-MEMS.

Une comparaison entre les performances des commutateurs MEMS et celles des switches semi-conducteurs (les transistors FET et les diodes PIN) a été faite jusqu'à l'année 2004 par Rafaat Mansour [47]. Cette comparaison est montrée dans la Figure 1-21. Le facteur de mérite retenu a été le rapport entre l'isolation à l'état OFF ($S_{12}(Off)$) et les pertes d'insertions à l'état ON ($S_{12}(On)$) pour des éléments de commutation connectés dans une configuration en série.

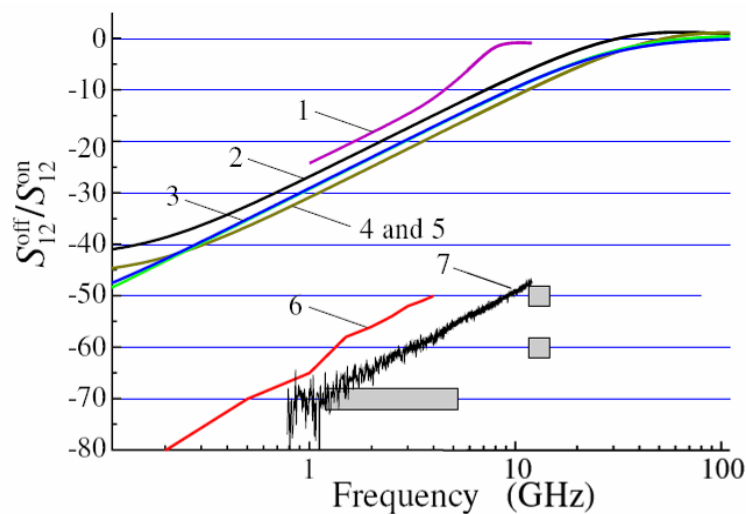


Figure 1-21: Graphique montrant la comparaison du rapport $S_{12}(Off)/S_{12}(On)$ pour un certain nombre de RF switches. Les courbes correspondent à 1 - mesure opto NRC, 2 - Opto 40Ω/80fF, 3 - diode PIN 1Ω/110 fF, 4 - Opto 100Ω/30fF, 5 - FET 5Ω/100fF, 6 - commutateur MEMS Rockwell, et 7 - guide coplanaire sur quartz mesuré au NRC.

Nous remarquons d'après la Figure 1-21 que les dispositifs semi-conducteurs ont tous le même ordre de grandeur sur le rapport ($S_{12}(Off)/S_{12}(On)$) jusqu'à 100 GHz même si ils ne fonctionnent pas sur les mêmes principes. Pour les dispositifs MEMS le ratio est meilleur de 30 dB que pour les dispositifs semi-conducteurs jusqu'à 10 GHz. Il était donc important et nécessaire aussi de comparer ces différents types de commutateurs jusqu'à 110 GHz avec des références plus récentes, entre 2007 et 2011, pour savoir lequel entre ces deux types de composants a de meilleures performances pour l'utilisation dans un récepteur hétérodyne en millimétrique. Les résultats des études bibliographiques sur les différents types de commutateurs qui ont été présentées dans ce qui précède (Tableau 3 pour les FETs, Tableau 4

pour les diodes PIN et Tableau 5 pour les commutateurs à MEMS), nous ont permis d'effectuer la comparaison entre les pertes d'insertions et l'isolation présentée dans la Figure 1-22.

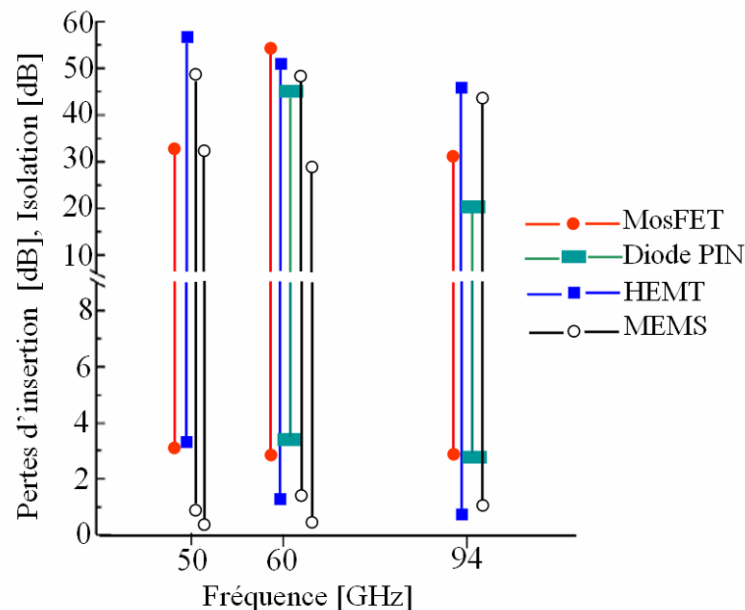


Figure 1-22: Graphique montrant la comparaison des pertes d'insertions et d'Isolation pour différents types de commutateurs millimétriques.

Nous déduisons d'après la Figure 1-22 qu'à 50 GHz les commutateurs semi-conducteurs ont presque les mêmes valeurs de pertes d'insertions (autour de 3 dB) tandis que les commutateurs RF-MEMS ont de faibles pertes d'insertions de moins de 1 dB. On remarque qu'à cette fréquence les commutateurs HEMT et les MEMS ont une isolation très importante de plus de 42 dB en comparaison avec les autres commutateurs. Donc, nous déduisons qu'à 50 GHz, les commutateurs RF-MEMS ont une très haute performance ce qui les rend utilisables dans un récepteur hétérodyne. Pour une fréquence de 60 GHz, on remarque que les RF-MEMS ont aussi des pertes d'insertions les plus faibles de tous les commutateurs, avec une isolation très importante autour de 47 dB. Ces résultats nous confirment la nécessité d'utiliser les MEMS dans différentes applications en millimétrique. Les hautes Performances de ces commutateurs restent valables à 94 GHz. Donc nous déduisons que les commutateurs RF-MEMS sont les meilleurs composants pour une plage de fréquence allant de 50 GHz jusqu'à 115 GHz. De plus, il ne faut pas oublier que les diodes PIN nécessitent des courants importants, alors que les commutateurs FET nécessitent une puissance de contrôle très faible, mais leurs pertes d'insertions sont relativement élevées. Tandis que les commutateurs MEMS ont à la fois de faibles pertes d'insertions et un contrôle basse consommation par rapport aux diodes PIN ou au FET. De plus, la technologie MEMS ne souffre pas de problème de distorsion ou de non linéarité. Cependant, pour être complètement honnête, il faut quand même souligner que l'une des limitations principales de la technologie MEMS est le packaging et la fiabilité.

Il est important aussi, en vue d'une application dans un récepteur hétérodyne, d'avoir de bonnes performances sur le bruit [48]. Il nous faut donc ajouter ce critère à celui sur les pertes d'insertions ou sur l'isolation. Les principales sources de bruit dans les MEMS sont les non linéarités dans le diélectrique, le bruit de la tension de polarisation et le bruit dû aux vibrations mécaniques de la membrane [49]. Par comparaison avec les composants semi-

conducteurs où il existe un bruit dû aux porteurs dans les jonctions et un bruit thermique important, cet article de synthèse permet de prédire que les performances des systèmes RF en partie à base de MEMS devraient être meilleures en bruit que leur équivalent exclusivement réalisé en technologie semi-conductrice intégrée. Ainsi, dans la référence [50], ils ont fabriqué des switchs MEMS SPDT en GaAs où le facteur de bruit est moins de 3 dB à 40 GHz à température ambiante. D'après ces auteurs, l'intégration monolithique de commutateurs MEMS et des dispositifs actifs dans le développement de la technologie MEMS MMIC permettrait d'atteindre encore de plus hautes performances en bruit pour diverses applications dans les gammes de fréquences de 40 à 100 GHz.

D'après tout ce qui précède, nous en déduisons que les switchs MEMS sont les meilleurs candidats parmi les transistors bipolaires et les FETs à température ambiante. Il reste à déterminer si cette conclusion reste valable à température cryogénique.

Aux ondes millimétriques, d'après notre recherche bibliographique, nous avons trouvé que parmi ces commutateurs ceux qui sont utilisables à une température cryogénique sont les HEMT et les MEMS. Dans l'article [51] un amplificateur à faible bruit en bande W (LNA) a été conçu et fabriqué à l'aide de switch InP HEMT en technologie 35nm. Il a été testé avec succès avec des performances stables entre 297K et 17,5K.

Pour étudier l'effet de la température sur les performances RF de l'interrupteur MEMS, les pertes d'insertions et l'isolation de switchs cantilever ont été mesurées à différentes températures allant de 77,2 à 300 K. Une augmentation constante des pertes d'insertions est observée lorsque la température diminue. Le commutateur démontre des pertes d'insertions inférieures à 0,6 dB et une isolation de 25 dB à 50 GHz [52].

Il apparaît donc que pour obtenir de bonnes performances dans une application de type récepteur hétérodyne à onde millimétrique à température cryogénique (faibles pertes d'insertions, très haute isolation, faible bruit) les commutateurs à MEMS restent les meilleurs candidats.

Le même plan d'étude bibliographique appliqué sur les switchs a été suivi pour les varactors. Il nous faut savoir lequel entre les composants varactors à semi-conducteurs et les MEMS a les meilleures performances pour notre application.

Dans la famille de composants à semi-conducteurs, les composants utilisables en tant que varactors sont les FETs, les transistors bipolaires et les diodes Schottky.

Les avantages du varactor MosFET en général sont son faible coût, sa faible consommation et sa compacité. Des varactors MosFET de différents types ont été fabriqués pour des applications RF et des MMIC [53] en technologie CMOS 180 nm. Les caractéristiques capacité-tension et les fréquences de coupure ont été examinées jusqu'à 55 GHz. L'objectif principal de ce travail était de concevoir des varactors pour des structures de lignes de transmission non linéaires (NLTL). Les résultats devraient également être utiles pour d'autres applications aux longueurs d'onde millimétriques. Ces varactors montrent un rapport de C_{max}/C_{min} égal à 3,4 et une fréquence de coupure égale à 130 GHz.

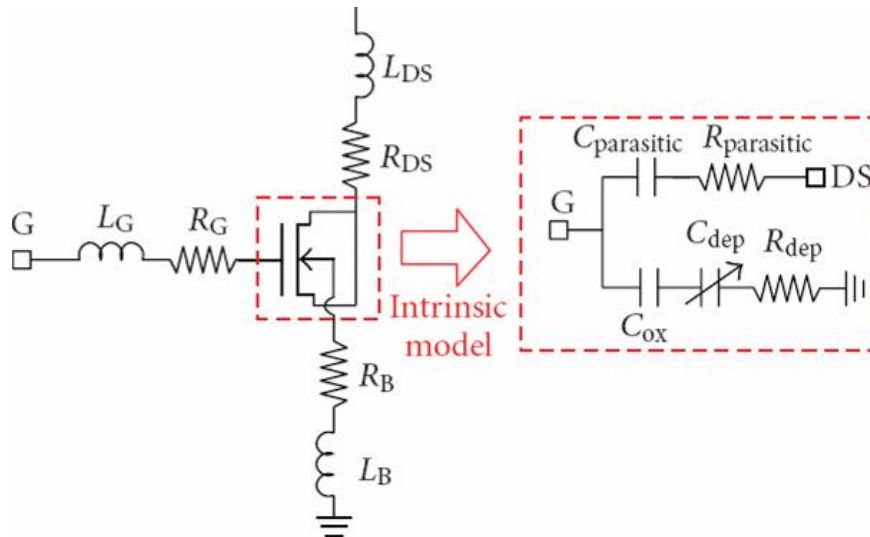


Figure 1-23: Modèle intrinsèque du varactor CMOS [53].

De même, une ligne à retard variable (VDL) utilisant des varactors MosFET a été conçue dans une technologie CMOS 130 nm [54]. Ces varactors ont une valeur 2,6 pour le rapport C_{max}/C_{min} .

Les avantages du transistor bipolaire sont son faible coût et sa taille réduite. L'article [55] présente ainsi une étude systématique aux ondes millimétriques de VCO de type Colpitts couvrant la bande de 30 GHz à 122 GHz. Ils ont utilisés des varactors SiGe BiCMOS. Ces varactors montrent une valeur 2 pour le rapport C_{max}/C_{min} .

Bien que la dynamique d'accord C_{max}/C_{min} soit typiquement dans la gamme des GHz de l'ordre de 10 pour les varactors à diodes Schottky, le comportement aux fréquences millimétriques de diodes Schottky silicium a fait l'objet d'un certain nombre de publications récentes. Dans [56], des diodes Schottky basées sur la technologie CMOS 65 nm ont ainsi été étudiées pour la première fois. Ils ont déterminé une valeur de fréquence de coupure très élevée égale à 856 GHz et un rapport de C_{max}/C_{min} égal à 3,6.

Pour des besoins de développements de déphaseurs, Thales-RT a réalisé dans le cadre du projet européen "AHRMS" des MEMS-RF en topologie coplanaire ayant une dynamique excellente C_{max}/C_{min} égale à 131 jusqu'à 45 GHz [57]. Une vue en coupe transversale de ce MEMS est représentée dans la Figure 1-24 . Ceci démontre qu'avec une conception mécanique judicieuse du MEMS, des plages de variation C_{max}/C_{min} exceptionnelles peuvent être atteintes.

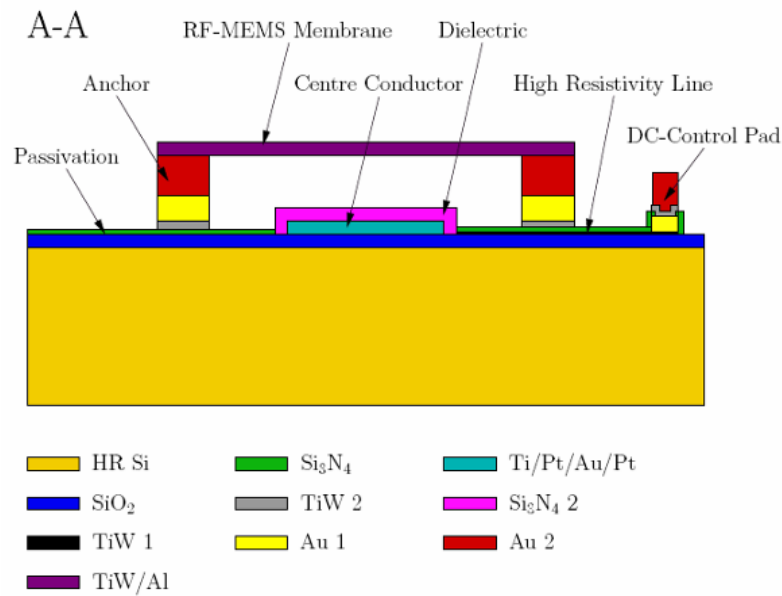
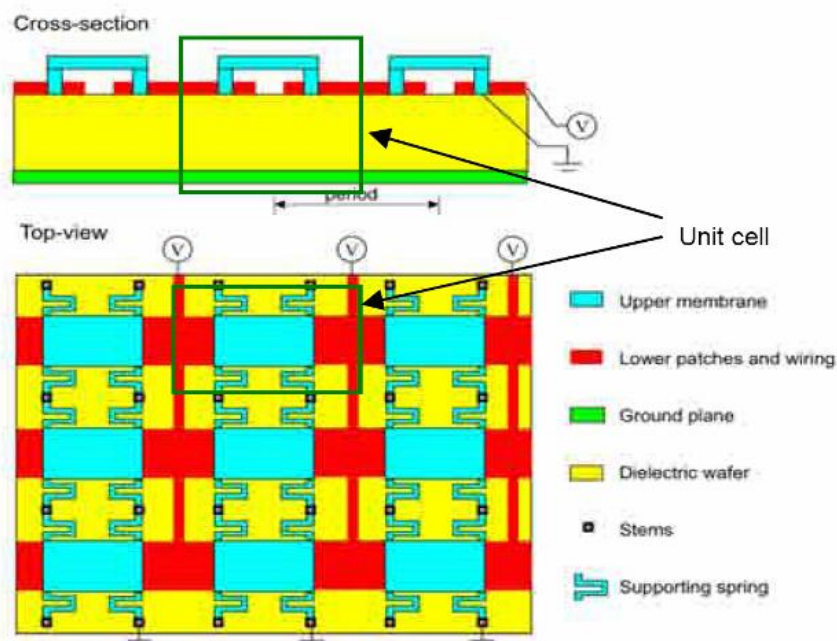


Figure 1-24: Dessin du MEMS coplanaire de Thales RT.

Un exemple de varactor à MEMS en millimétrique est celui présenté dans [58] (Figure 1-25). Ces MEMS ont permis de réaliser un déphaseur accordable de type « méta matériaux » entre 75 et 110 GHz.



a)

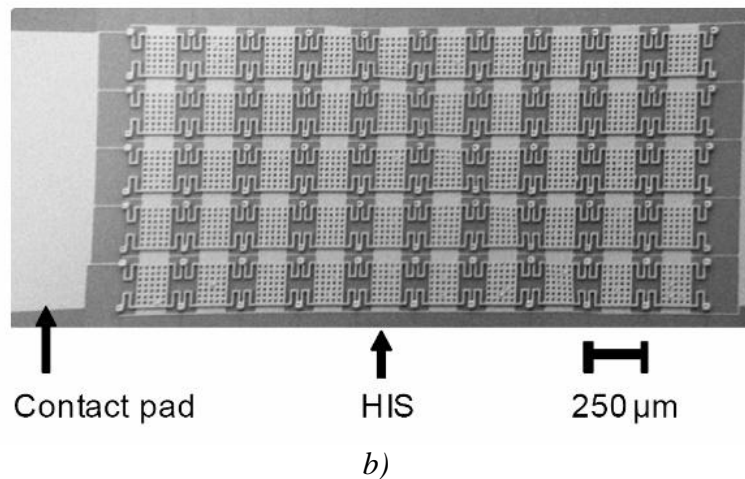


Figure 1-25:

a) Conception schématique de MEMS accordables de Dmitry Chicherin ;

b) et une photo de sa fabrication.

Un résumé sur le principal critère (C_{max}/C_{min}) des varactors (à semi-conducteurs ou à MEMS) est montré dans le Tableau 6. Il apparaît que les diodes Schottky présentent la meilleure performance parmi les semi-conducteurs, mais c'est sans commune mesure avec ce qui est atteignable avec les MEMS.

Fréquence (GHz)	varactors	Type	C_{max}/C_{min}
55	MosFET	0,18 μm-CMOS [53] (Si)	3,4
66		130 nm-CMOS [54] (Si)	2,6
30-122	Bipolaire	BiCMOS [55](SiGe)	2
40-70	Diode Schottky	65nm-CMOS [56] (Si)	3,6
45	MEMS	MEMS [57]	131

Tableau 6 : Comparaisons entre différentes technologies de varactor.

Là encore, nous en concluons que les MEMS présentent des caractéristiques très intéressantes pour notre application, notamment aux basses températures parce que le bruit intrinsèque de ce type de composant est au pire de quelques dB plus faible que celui des composants semi-conducteurs utilisables à froid. Les switches MEMS ou les varactors MEMS sont donc les choix les plus favorables pour un récepteur hétérodyne dans le domaine millimétrique. C'est la solution technique qui a été choisie par l'IRAM.

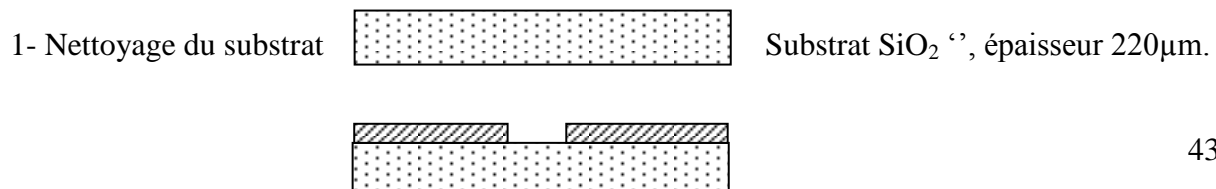
1.3.2 La technologie IRAM en niobium supraconducteur

Au début du 20^{ème} siècle, la supraconductivité a été découverte par H. K. Onnes après son observation de la disparition brutale de la résistivité du mercure au dessous d'une certaine température de transition T_c [59]. Les premiers éléments supraconducteurs découverts après cette date avaient tous une température de transition très basse [60]. Ils devaient être refroidis à la température de l'hélium liquide qui a un coût d'utilisation très élevé. Les recherches se sont donc efforcées d'aboutir à des matériaux supraconducteurs de température critique plus grande. En 1987 c'est l'avènement de la supraconductivité à haute température critique avec des matériaux pouvant être refroidis à l'azote liquide [61]. Pour la découverte d'oxydes métalliques de température de transition proche de la centaine de K (cuprates), Bednorz et Muller ont ainsi obtenu le prix Nobel en 1987 [62]-[63]. Ces températures supérieures à celle de liquéfaction de l'azote liquide, renforçaient l'intérêt économique de nombreuses applications. En revanche, encore aujourd'hui, l'élaboration des films supraconducteurs avec des matériaux classiques du type du niobium est bien mieux maîtrisée (en reproductibilité et qualité) que celle des cuprates et il était tout naturel que l'IRAM fabrique des MEMS en niobium avec la même technologie que ses jonctions SIS.

Peu de travaux ont été publiés concernant la fabrication de composants MEMS pour une utilisation avec des circuits supraconducteurs à des températures cryogéniques. La conception monolithique et la fabrication d'un commutateur MEMS sont présentées dans [64] et [65] respectivement. Un commutateur MEMS pour fonctionner à des températures cryogéniques est également présenté dans [66]. Des capacités variables et des commutateurs ont été également développés [67]-[69]. Des dispositifs variables basés sur des capacités MEMS ont ainsi été fabriqués par l'IRAM qui cherche à utiliser ces composants pour l'adaptation d'impédance et le filtrage dans le domaine millimétrique [70] - [73]

Depuis quelques dizaines d'années, de nombreux circuits électroniques supraconducteurs sont fabriqués à base de niobium (Nb) de température critique 9°K. Le processus de fabrication des MEMS de l'IRAM est indiqué Figure 1-26 et utilise la même technologie que celle utilisée pour leurs dispositifs supraconducteurs à haute fréquence et, par conséquent, peut être facilement intégré dans leurs circuits électroniques.

Dans la première étape une ligne de niobium est réalisée (étape 3 ci-dessous). Ensuite une couche sacrificielle de polymère photosensible d'environ 3µm d'épaisseur est utilisée (étape 5). Puis, cette couche sacrificielle est cuite dans un four à convection avant l'exposition aux UV. Après le développement, on obtient ainsi des bords suffisamment lisses pour éviter ultérieurement la rupture du film Nb aux bords du MEMS. Ensuite la couche de Nb supérieure est pulvérisée par pulvérisation DC-magnétron avec 9s de temps de dépôt et 5 minutes de pause (étape 6). Cette pause est nécessaire pour réduire le chauffage et donc la déformation ou la polymérisation de la couche sacrificielle. La largeur des ponts est définie dans cette étape par un masque négatif photosensible. Pour une bonne couverture des structures, la même épaisseur de résine est utilisée et les parties non couvertes sont gravées par RIE (Reactive-Ion-Etching). La dernière étape concerne le rinçage de la couche sacrificielle par de l'acétone chaud à 70°C.



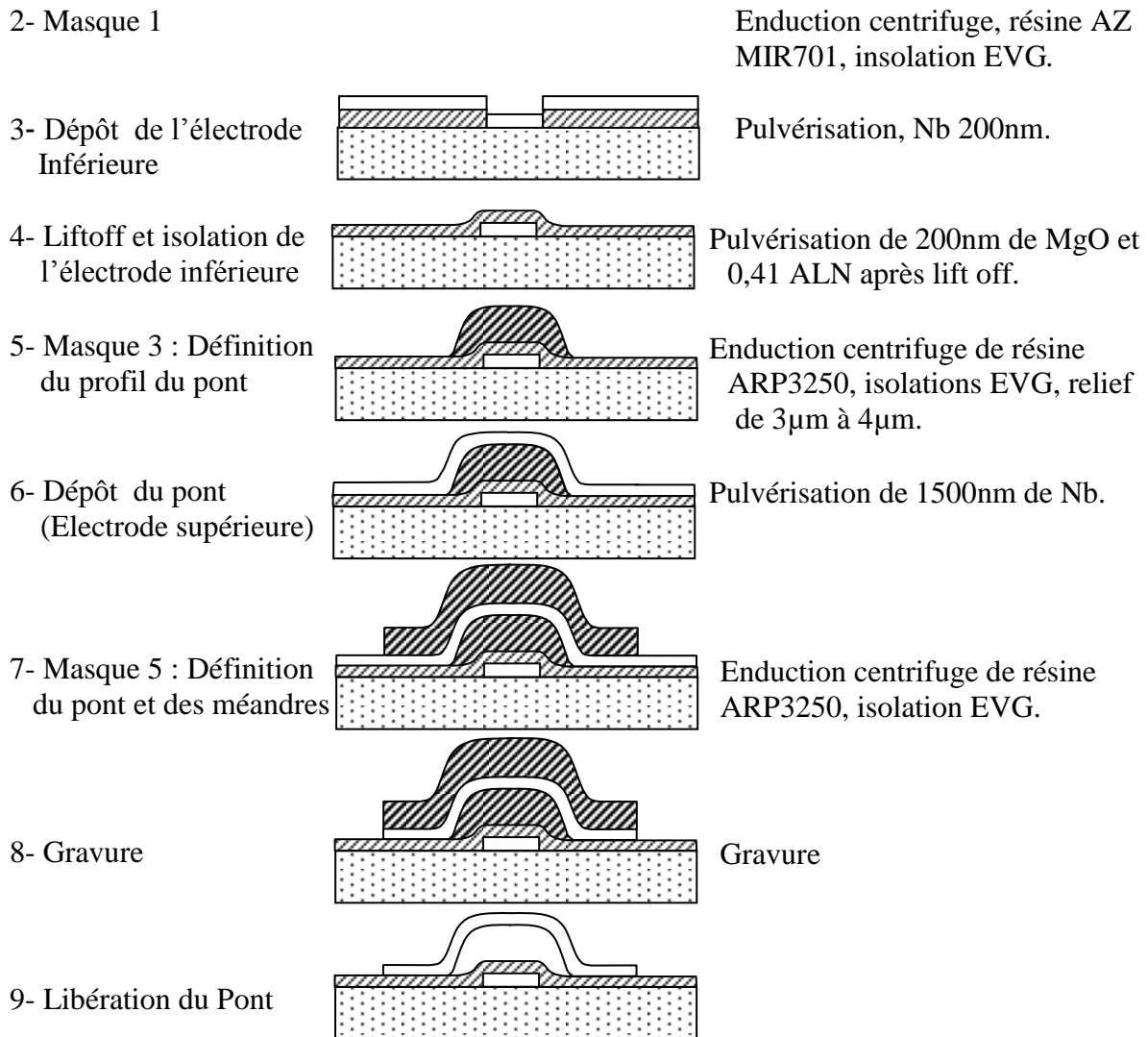


Figure 1-26: Schémas de la procédure de fabrication de supraMEMS faite par Mathias Schike et Catherine Boucher.

Le choix du diélectrique utilisé pour assurer le contact capacitif est fondamental et peut constituer un point de défaillance de ces composants. L'isolant doit être capable de supporter des tensions d'activation de plusieurs dizaines de volts sans risquer le phénomène de claquage. Par ailleurs, le phénomène de piégeage de charge dans le diélectrique sous l'effet d'une tension peut être problématique car il induit une dérive plus ou moins importante de certains paramètres (valeurs des tensions de maintien...) ce qui risque de perturber le fonctionnement du composant et de bloquer le dispositif dans un état non voulu. Le choix du matériau isolant et de son épaisseur va donc influencer les performances du commutateur mais aussi la reproductibilité de ses performances à long terme. Pour cela, l'IRAM a choisi l'ALN et le MgO comme couches de diélectrique pour ses échantillons. Deux générations successives de SupraMEMS ont été conçues et fabriquées : la première, qui ne comportait pas de méandres, a posé des problèmes de fiabilité. Les dimensions des différentes couches dans ces MEMS supraconducteurs, que nous appellerons « supraMEMS », sont représentées dans la Figure 1-27 (le méandre n'est pas dessiné dans ce schéma).

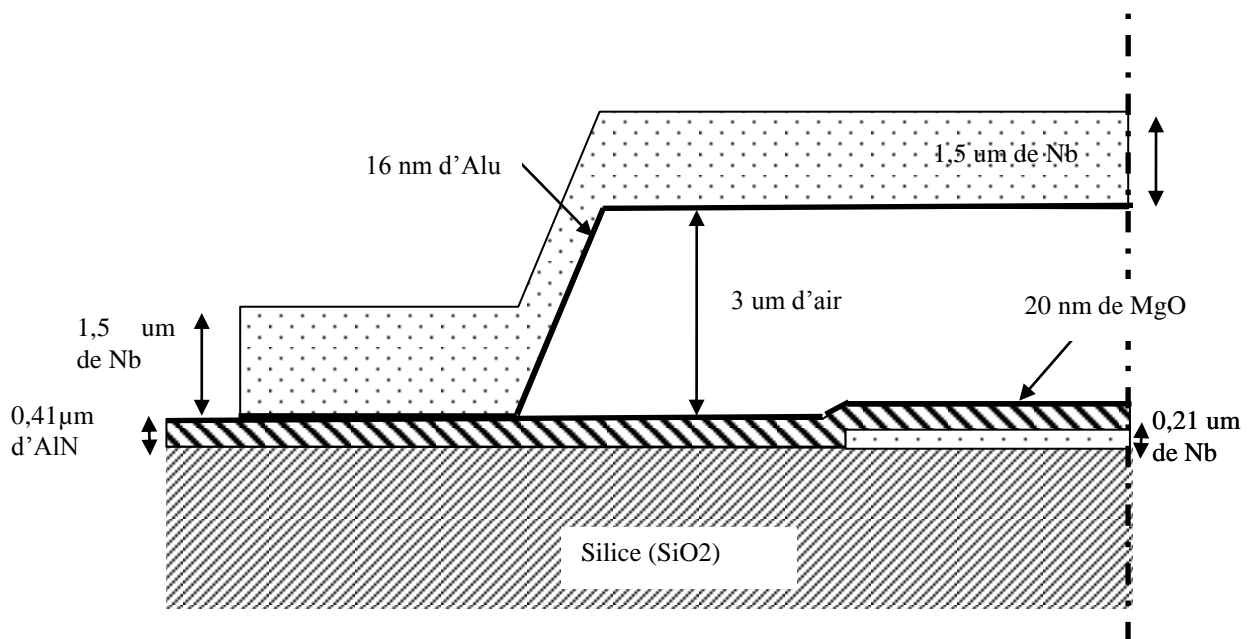


Figure 1-27: Schémas de la couche de moitié de supraMEMS avec ses dimensions.

1.4 Objectif principal de la thèse

L'objectif de cette étude est la définition d'un modèle comportemental pour les MEMS RF supraconducteurs de l'IRAM, en vue de leur utilisation dans des logiciels de CAO hyperfréquence pour des applications en radioastronomie et en télécommunication, comme par exemple du filtrage et de l'adaptation d'impédance dans les bandes de fréquence supérieures à 50 GHz.

Une étude comportementale, physique, thermomécanique et électrique avec une modélisation précise et complète est donc incontournable. La méthode de fabrication mise au point à l'IRAM induit probablement des contraintes dans une partie de la couche, qui peuvent modifier significativement le comportement thermomécanique des parties mobiles et dégrader les performances des dispositifs.

Ce sujet de thèse s'est inscrit dans un projet régional dans lequel intervenaient quatre partenaires complémentaires : l'Institut de Microélectronique Electromagnétisme et Photonique (IMEP-LAHC), l'institut de RadioAstronomie Millimétrique (IRAM), l'institut des Nanotechnologies de Lyon (INL) et le laboratoire des Sciences des Matériaux et des Structures de l'Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint Etienne (SMS).

Les grandes étapes de travail ont été les suivantes :

- Modélisation et caractérisation mécanique des SupraMEMS à température ambiante et à température cryogénique.

Chapitre 1 : Etat de l'art

- Modélisations et caractérisations électriques (électrostatique et hyperfréquence) des SupraMEMS en hyperfréquences.

Nous présentons dans le chapitre suivant les diverses caractérisations expérimentales des échantillons dont nous avons disposés et les conclusions que nous en avons tirées.

Bibliographie : Chapitre 1

- [1] K. G. Jansky, "*Electrical Disturbances Apparently of Extraterrestrial Origin*," Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol. 21, No. 10, pp. 1387- 1398, October 1933.
- [2] A. A. Penzias, "*Measurement of Cosmic Microwave Background Radiation*," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.16, No.9, pp. 608- 611, September 1968.
- [3] T. Phillips et D. Woody, "*Millimeter-wave and Submillimeterwave Receivers*", Ann. Rev. Astron. AP, vol. 20, pp. 285-321, 1982.
- [4] J. M. Payne, "*Millimeter and Submillimeter Wavelength Radio Astronomy*" , Proc. IEEE, vol. 77, No. 7, pp. 993-1017, July 1989.
- [5] J. E. Carlstrom et I. Zmuidzinas, "*Millimeter and Submillimeter Techniques*", Reviews of Radio Science 1995, the Oxford University Press, pp. 839-882, 1996.
- [6] J. W. M. Baars et al, "*Design Parameters and Measured Performance of the IRAM 30-m Millimeter Radio Telescope*", Proc. IEEE, vol. 82, pp.687-696, 1994.
- [7] D. Downes, "*Large Southern Array*", An IRAM-ESO-OSO-NFRA Study project, 1995.
- [8] D. Yang et J.Cheng, "*Current Projects and next Initiatives for Radio Telescopes*", Acta Astronomica Sinica, vol. 44, pp. 40-46, February 1995.
- [9] J.E. Carlstrom, "*The Millimeter Array*", Proceedings of the Seventh International Symposium on Space Terahertz Technology, pp. 17-28, March 1996.
- [10] M. Ishiguro, "*LMSA*", Proceedings of the 19th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, ed. K. Sakai and T. Yoneyama, JSAP, pp. 246, 1994.
- [11] S. Guilloteau et al, "*The IRAM Interferometer on Plateau de Bure* ", Astronomy and Astrophysics, No 262, pp. 624-633, 1992.
- [12] T.L. Wilson, "*The Atacama Large Millimeter Array*," Infrared and Millimeter Waves, 2007 and the 2007 15th International Conference on Terahertz Electronics. IRMMW-THz. Joint 32nd International Conference on, pp.591-593, 2-9 September 2007.
- [13] P. Léna et al, 3ème édition revue et augmentée, "*L'observation en astrophysique*", France, EDP Sciences, pp. 551-553, Juin 2008.
- [14] L. Marton et M.L Meeks, "*Methods of experimental physics: Astrophysics. Radio telescopes*", Academic, vol. 12, Part B Edition, 1976.
- [15] Van der Ziel, "*A. Noise: Sources, Characterization, Measurement.* ", New York: Prentice-Hall, March 1971.
- [16] S. Leclercq, "*Conception d'une caméra bolométrique pour la radioastronomie millimétrique à grand champ* ", Thèse de doctorat, CNRS, soutenue March 2004.
- [17] A. Monfardini et al, "*Kinetic inductance detectors development for MM-Wave astronomy*", EAS Publications Series, vol. 37, pp. 95-99, 2009.
- [18] L.R. D'addario et al, "*CSIRO Division of Radiophysics*", IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques, Epping N.S.W, Australie, vol. 36, No. 7, pp. 1196-1206, 1988.
- [19] J.R. Tucker et M.J. Feldman, "*Quantum detection at millimeter wavelengths*", Rev. Modern Phys, vol. 4, pp. 1055-1113, 1985.
- [20] H. Qing et al, "*Low-noise micromachined SIS mixers for millimeter-wave imaging arrays*", NASA press, March 1996.
- [21] N.R. Erickson et al, "*A 15 element focal plane array for 100 GHz*", IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques, vol. 40, No. 1, pp 1-11, 1992.

- [22] J.M. Payne, "A *Multibeam receiver for millimeter-wave radio astronomy*", Rev.Sci.Inst, vol 59, No 9, pp 1911-1919, 1988.
- [23] A.R. Kerr, "Some fundamental and practical limits on broadband matching to capacitive devices, and the implications for SIS mixer designs", IEEE Transaction on Microwaves Theory and Techniques , vol. 43, No. 1, pp. 2-13, January 1995.
- [24] W.M. Chen et al, "*Demonstration of a 93-GHz Communication System Based on a High-Sensitivity SIS Receiver*", Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics, 2006. IRMMW-THz 2006. Joint 31st International Conference on , China, vol. 1, pp.289, 18-22 September 2006.
- [25] A. Navarrini, "*Development of DSB and SSB SIS Mixers for Radio Astronomy in the frequency band 250-370 GHz*", Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier de Grenoble, soutenue le 14 mars 2002.
- [26] J. R. Tucker et M. J Feldman, "Quantum detection at millimeter wavelengths", Rev. Mod. Phys. vol. 57, pp. 1055-1113, 1985.
- [27] B. Cetinoneri, Y. A. Atesal, et Gabriel M. Rebeiz, "A *Miniature DC-70 GHz SP4T Switch in 0.13- μ m CMOS*", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1093-1096, 2009.
- [28] S.F. Chao et al, "A *50 to 94-GHz CMOS SPDT Switch Using Traveling-Wave Concept*", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, No. 2, pp. 130-132, Février 2007.
- [29] H.Y. Chang et C.Y. Chan, "A *Low Loss High Isolation DC-60 GHz SPDT Traveling-Wave Switch with a Body Bias Technique in 90 nm CMOS Process*", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 20, No. 2, pp. 82-84, Février 2010.
- [30] R.B Lai, J.J Kuo et H. Wang, "A *60–110 GHz Transmission-Line Integrated SPDT Switch in 90 nm CMOS Technology*", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 20, No. 2, pp. 85-87, Février 2010.
- [31] H. Mizutani et al, "Design Considerations for Traveling-Wave Single-Pole Multithrow MMIC Switch Using Fully Distributed FET", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, No. 4, pp. 664-671, Avril 2007.
- [32] H. Kamitsuna et al, "DC to 50 GHz single-pole four-throw InP-HEMT switch IC with highly uniform performance", Electronics Letters, vol. 45, No. 12, Juin 2009.
- [33] I. Kallfass et al, "*Multiple-Throw Millimeter-Wave FET Switches for Frequencies from 60 up to 120 GHz*", Proceedings of the 38th European Microwave Conference, Amsterdam, Netherlands, pp. 1453-1456, 2008.
- [34] Y. Tsukahara et al, "60 GHz High Isolation SPDT MMIC Switches Using Shunt pHEMT Resonator", IEEE MTT-S 2008 Microwave Symposium Digest, pp. 1541-1544, 15-20 Juin 2008.
- [35] J.H Oh et al, "*Epitaxial Layer Design for High Performance GaAs pHEMT SPDT MMIC Switches*", ETRI Journal, vol. 31, No. 3, pp. 342-344, Juin 2009.
- [36] E. Carey et S. Lidholm, "Millimeter-Wave Integrated Circuits ", Springer, 1^{ère} édition, 288 pages, 2004.
- [37] R. Hajj, "*Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques*", Thèse de doctorat, Université de Limoges, soutenue le 13 Juillet 2010.
- [38] J.G. Yang, M. Kim et K. Yang, "An InGaAs PIN-diode based Broadband Traveling-wave Switch with High-Isolation Characteristics ", IEEE International Conference on Indium Phosphide & Related Materials, Newport Beach, Canada, pp.207-209, 10-14 Mai 2009.

- [39] L. Samoska et al, "A *G-Band 160 GHz T/R Module Concept for Planetary Landing Radar*", Proceedings of the 348th European Microwave Conference, Manchester, pp. 757–760, Septembre 2006.
- [40] G. M. Rebeiz, "*RF MEMS, Theory, Design, and Technology*", Hoboken, New Jersey, John Wiley & sons Ed., 2003.
- [41] Y.S. Lee et al, "A *50-110 GHz Ohmic Contact RF MEMS Silicon Switch with High Isolation*", IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) 2010, Wanchai, Hong Kong, pp. 759-762, 24-28 Janvier 2010.
- [42] T. Yamamoto et al, "*Millimeter-Wave MEMS Capacitive Switch in Vacuum-Sealed In-Line Wafer Level Package*", IEEE APMC 2009 Microwave Conference, pp. 198-201, Singapore, Asia Pacific, 7- 10 Décembre 2009.
- [43] M.K. El Kahtib, "*Fonctions de commutation à base de microcommutateurs MEMS RF appliquées à la conception de matrices de commutation*", Thèse de doctorat, Université de Limoges , France, Juillet 2008.
- [44] S. Gong, H. Shen and N.S. Barker, "A *60-GHz 2-bit Switched-Line Phase Shifter Using SP4T RF-MEMS Switches*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, No. 4, pp. 894-900, Avril 2011.
- [45] T.M. Vu et al, "*Fabrication and characterization of RF-MEMS switch in V-band*", IEEE APMC 2009 Microwave Conference, pp.202-205, Singapore, Asia Pacific, 7- 10 Décembre 2009.
- [46] S. Seok et al, "*Mechanical and Electrical Characterization of Benzocyclobutene Membrane Packaging*", IEEE Electronic Components and Technology Conference, pp. 1685-1689, Reno, Nevada, 25 Jun 2007.
- [47] R.R. Mansour, "A *comparaison between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches*", Proceedings of the 2004 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, 2004.
- [48] T.V Haikilla, "*MEMS tuning and Matching circuits, and millimeter wave on wafer measurements*", VTT Publications 596, Mars 2006.
- [49] F.M Yasin, D.J Nagel et C.E. Korman, "*Noise in MEMS*", IOP Science, Measurement Science and Technology, pp. 1-22, Septembre 2011.
- [50] P. Rantakari et al, "*Wide-band radio frequency micro electro-mechanical systems switches and switching networks using a gallium arsenide monolithic microwave integrated circuits foundry process technology*", IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 5, No. 8, pp. 948–955, Février 2011.
- [51] E. W. Bryerton, et R. Lai, "A *W-band low-noise amplifier with 22K noise temperature*", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest , Boston, MA, pp. 681 684, Juin 2009.
- [52] S. Gong, H. Shen et N.S. Barker, "Study of Broadband Cryogenic DC-Contact RF MEMS Switches", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, vol. 57, No. 12, pp. 3442-3449, Décembre 2009.
- [53] M. Li et al, "*Investigation of CMOS Varactors for High-GHz-Range Application*", Hindawi Publishing Corporation Research Letters in Electronics, vol. 2009, pp. 1-4 Juin 2009.
- [54] C.M. Ta et al, "A *60-GHz Variable Delay Line On CMOS for Steerable Antenna In Wireless Communication Systems*", IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2008. CCECE 2008, pp. 001915 – 001918, 4-7 Mai 2008.
- [55] C. Lee et al, "*SiGe BiCMOS 65-GHz BPSK Transmitter and 30 to 122 GHz LC Varactor VCOs with up to 21% Tuning Range*", IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium 2004, pp. 179-182, 2004.

- [56] M.K.M Kammerer and al, "*RF Characterization of Schottky Diodes in 65-nm CMOS*", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 57, No. 5, pp. 1063-1068, Mai 2010.
- [57] W. Gautier, "*RF-MEMS based Passive Components and Integration Concepts for Adaptive Millimetre Wave Front-Ends*", Thèse de doctorat, Faculté de génie et d'informatique à l'Université d'Ulm, Allemagne, soutenue le 29 octobre 2010.
- [58] D. Chicherin et al, "*MEMS tunable metamaterials surfaces and their applications*", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2010, Yokohama, Japan, pp. 239-242, 7-10 Décembre 2010.
- [59] H.K. Onnes, "*Disappearance of the Electrical Resistance of Mercury at Helium Temperatures*", Comm.Phys.Lab.-University of Leiden, No 122b, 1991.
- [60] V.L.Newhouse, "*Applied Superconductivity*", John Wiley and Sons, pp. 285, 1964.
- [61] H. Zhang et al, "*Mechanical and Electrical Design of a Novel RF MEMS Switch for Cryogenic Applications*", 2002 Proceedings of SPIE, vol. 4931, pp. 372-376, 2002.
- [62] M.K. Wu et al, "*Superconducting at 93 K in a New Mixed-Phase Y-Ba-Cu-O Compound System at Ambient Pressure*", Physical Review Letters, vol 58, No 9, pp. 908-910, March 1987.
- [63] H. Maeda et al, "*A new High-Tc Oxide Superconductor without a Rare Earth Element*", Japanese Journal of Applied Physics, vol 27, No 27, pp.L209-L210, Juin 1988.
- [64] Y.S. Hijazi et al, "*Design of a Superconducting MEM Shunt Switch for RF Applications*", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 13, pp. 696-699, 2003.
- [65] Y.S. Hijazi et al, "*Fabrication of a Superconducting MEM Shunt Switch for RF Applications*", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 13, pp. 700-703, 2003.
- [66] H. Zhang et al, "*Mechanical and Electrical Design of a Novel RF MEMS Switch for Cryogenic Applications*", 2002 Proceedings of SPIE, vol. 4931, pp. 372-376, 2002.
- [67] J. Zmuidzinas and P.L. Richards, "*superconducting detectors and mixers for submillimeter astrophysics*", Proc IEEE, vol. 92, No.10, pp.1597-1600, 2004.
- [68] V. shaternik et al, "*Novel superconducting switching device for microwaves applications*", Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves, The fourth International Kharkov Symposium, vol. 2, pp. 366-368, June 2001.
- [69] Y.J. Feng et al, "*Microwave Switching Effect of High Tc Y-Ba-Cu-O Superconductor*", Millimeter Wave and Far-Infrared Technology, ICMWFT'90. International Conference, pp. 8-11, June 1990.
- [70] J. J. Yao, "*RF Mems from a Device perspective*", J. Micromech Microeng, 10, pp. R9-R 38, April 2000.
- [71] R. Borwick et al, "*Variable MEMS capacitors implemented into RF filters systems*", IEEE Trans Microwave Theory and Techniques, vol.51, No. 1, pp.315-319, January 2003.
- [72] Matthias Schicke et al, "*Niobium SupraMEMS for Reconfigurable Millimeter Wave Filters*", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 17, No. 2, pp. 910-913, Juin 2007.
- [73] K. Schuster et M. Schicke, "*Integrated Niobium Thin Film Air Bridges as Variable Capacitors for Superconducting GHz Electronic Circuits*", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 13, No. 2, pp. 135-137, June 2003.

Chapitre 2 : CARACTERISATION DES SUPRAMEMS

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

2.1 Introduction

Dans de ce chapitre, nous allons présenter la caractérisation électromécanique, géométrique et thermique des MEMS supraconducteurs dont la méthode de fabrication a été détaillée au chapitre précédent.

Les MEMS de première génération sont des ponts parallépipédiques suspendus au-dessus d'un ruban et reliés à des plots de contact par des flancs de même largeur. La caractérisation capacitive $C(V)$ de ces MEMS à température ambiante a été réalisée à l'IRAM préalablement à ce travail de thèse et les résultats principaux seront rappelés ici.

Afin d'augmenter la variation relative $\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$, l'IRAM a choisi dès 2003 de développer la fabrication de MEMS de deuxième génération (que nous nommerons « MEMS avec méandres ») de conception mécanique plus complexe puisque le pont de niobium est dorénavant suspendu au travers de quatre ressorts mécaniques (un à chaque coin) nommés « méandres ». Cette géométrie est connue pour présenter une variation relative de capacité plus importante et une meilleure fiabilité [74][75]. Nous allons donc également présenter dans ce chapitre la caractérisation des MEMS avec méandres par divers moyens expérimentaux. Nous nous sommes basés pour cela essentiellement sur de la profilométrie interférométrique, ainsi que sur des mesures $C(V)$ à température ambiante et dans une station cryogénique.

2.2 Caractérisations électriques $C(V)$ de MEMS à pont uniforme

La première génération de SupraMEMS (MEMS à pont uniforme) est schématisée dans la Figure 2-1. La procédure de fabrication est détaillée dans le chapitre 1. Il s'agit de ponts parallépipédiques d'épaisseur 200 nm à 700 nm avec une longueur typique de 100 μm et des largeurs de 50 μm à 300 μm suspendus au-dessus d'un ruban et reliés à des plots de contacts par des flancs de même largeur avec une hauteur de gap g_0 de 4 μm à 5 μm . D'après l'insert de la Figure 2-1, nous remarquons que certains échantillons peuvent avoir un flambage initial. La cause de ce flambage sera détaillée dans les paragraphes suivants.

Pour éviter le court-circuit entre le pont et l'électrode inférieure lors du collage du MEMS ($g = 0$) une couche d'isolant d'AlN d'épaisseur 30 nm a été ajoutée sur l'électrode de masse. Son épaisseur est nommée e_{die} .

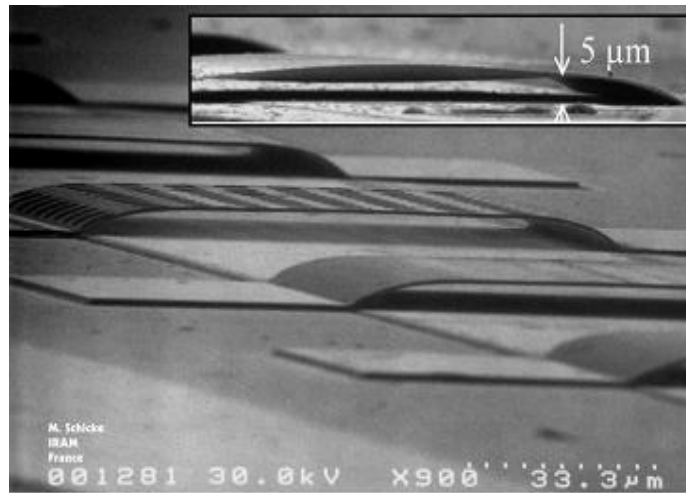


Figure 2-1 : Photographie des MEMS à pont uniforme décrits dans [76].

Les MEMS qui ont été réalisés et mesurés dans l'article [76] par Matthias Schicke possèdent deux géométries différentes :

- La première géométrie de longueur $W = 100 \mu\text{m}$, de largeur $b = 90 \mu\text{m}$, de hauteur du gap $g_0 = 5 \mu\text{m}$ et d'épaisseur $t = 230 \text{ nm}$, dont les mesures de $C(V)$ correspondent aux symboles ($\diamond, +, \times$) dans la Figure 2-2 .
- La deuxième géométrie de longueur $W = 100 \mu\text{m}$, de largeur $b = 60 \mu\text{m}$, de hauteur $g_0 = 4 \mu\text{m}$ et d'épaisseurs $t = 200 \text{ nm}$, dont les mesures de $C(V)$ correspondent aux symboles (\circ, \square) dans la Figure 2-2.

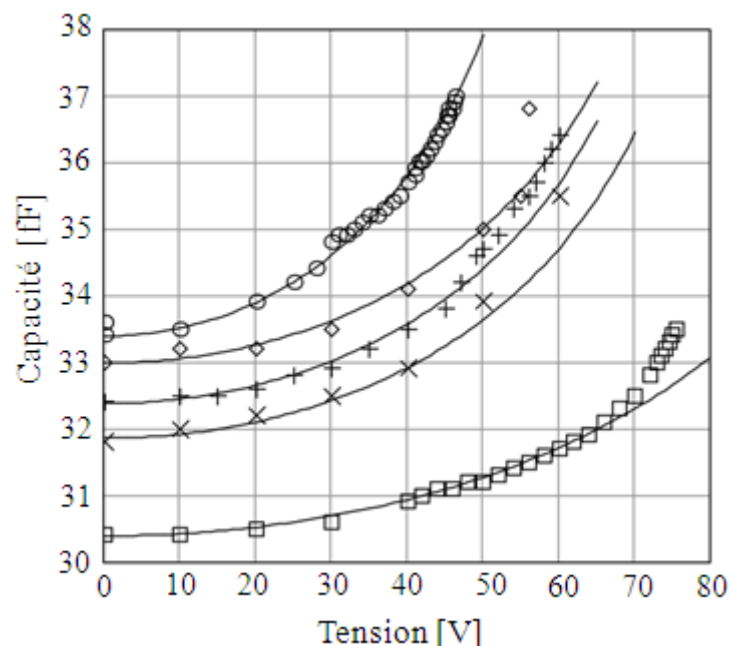


Figure 2-2 : Mesures $C(V)$ des MEMS de première génération [76].

Les valeurs de capacités planes obtenues à $V = 0$ et à partir des paramètres géométriques d'après la formule du condensateur plan $C_0 = \epsilon_0 \cdot W \cdot b / g_0$ prévoient des valeurs de capacités à l'équilibre entre $C_{01} = 16 \text{ fF}$ et $C_{02} = 13,3 \text{ fF}$.

Pour les deux géométries de MEMS nous obtenons des valeurs de capacités à tension nulle qui sont quasiment deux fois plus grandes que celles prévues. Des incertitudes sur les dimensions du MEMS existent mais elles ne permettent pas justifier de tels écarts ($\approx 100 \%$).

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

La cause d'erreur la plus probable est la présence d'une capacité parasite entre les deux électrodes en plus de l'effet capacitif introduit par le MEMS et celle déduite par les effets de bord. Nous reviendrons sur cette capacité parasite dans le chapitre 3.

Nous constatons sur la Figure 2-2 que la variation relative maximale de la capacité du MEMS $(C_{max}-C_{min})/C_{min}$ varie entre 10,5 % (□) et 12,7 % (+). Si nous prenons en compte la capacité parasite en calculant $C_{mes}(V) = C(V) - C_{para}$ la variation relative maximale de la capacité MEMS passe à 22,2 % (□) et 25 % (+). Cette génération de MEMS sera donc limitée par une faible variation relative maximale de la capacité.

2.3 Caractérisations des échantillons de MEMS avec méandres

2.3.1 Mesures géométriques

La grande rigidité du Nb (module d'Young de 105 GPa) [77][78] et la possibilité de graver des couches épaisses de Nb de manière très anisotrope par ICP (Inductively Coupled Plasma) sur des substrats refroidis à l'hélium, ont ouvert la voie vers la réalisation à l'IRAM de ponts suspendus comportant des méandres.

Cette géométrie schématisée dans la Figure 2-3 est connue pour réduire la raideur de la partie mécanique de la poutre mobile et, par conséquent, pour réduire la tension d'actionnement du dispositif. En plus, les méandres permettent de faciliter le déplacement de la poutre de façon à augmenter la variation relative de la capacité.

Cette deuxième génération de SupraMEMS est donc de conception mécanique plus complexe puisque la déformation du pont de niobium dépend des paramètres des méandres. La déformation de la structure est la résultante de deux contributions, celle des méandres et celle du pont. L'épaisseur de la couche de diélectrique est égale à 0,41 μm avec une couche de 20 nm de MgO. La hauteur H du pont est choisie égale à 3 μm et la hauteur de substrat (Quartz) égale à 200 μm .

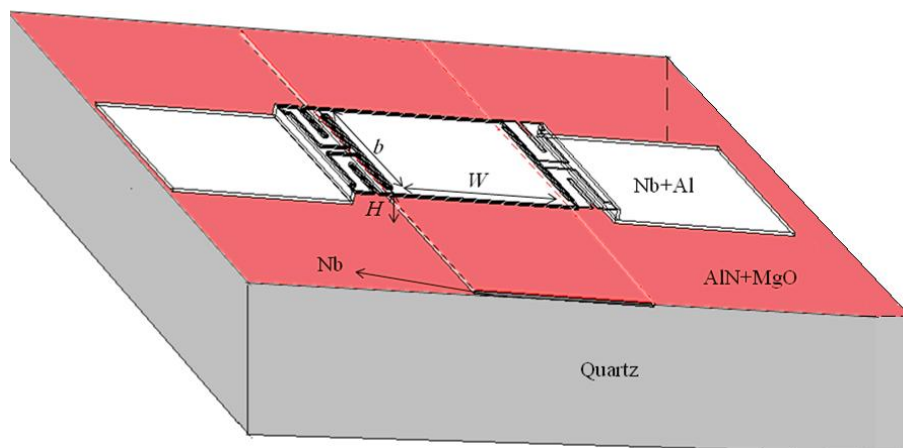


Figure 2-3: Dessin d'un MEMS à méandres et deux couches de diélectriques (AlN et MgO).

Lors des premiers essais de réalisations de tels MEMS, l'IRAM a constaté que la longueur des ponts ne peut pas dépasser 200 μm car la plupart des ponts de longueur supérieure se collaient sur l'électrode de masse de Nb lorsque la couche sacrificielle était enlevée. Ceci a permis de définir un dispositif de test fiable avec différentes tailles de ponts et de méandres comme indiqué Figure 2-4,

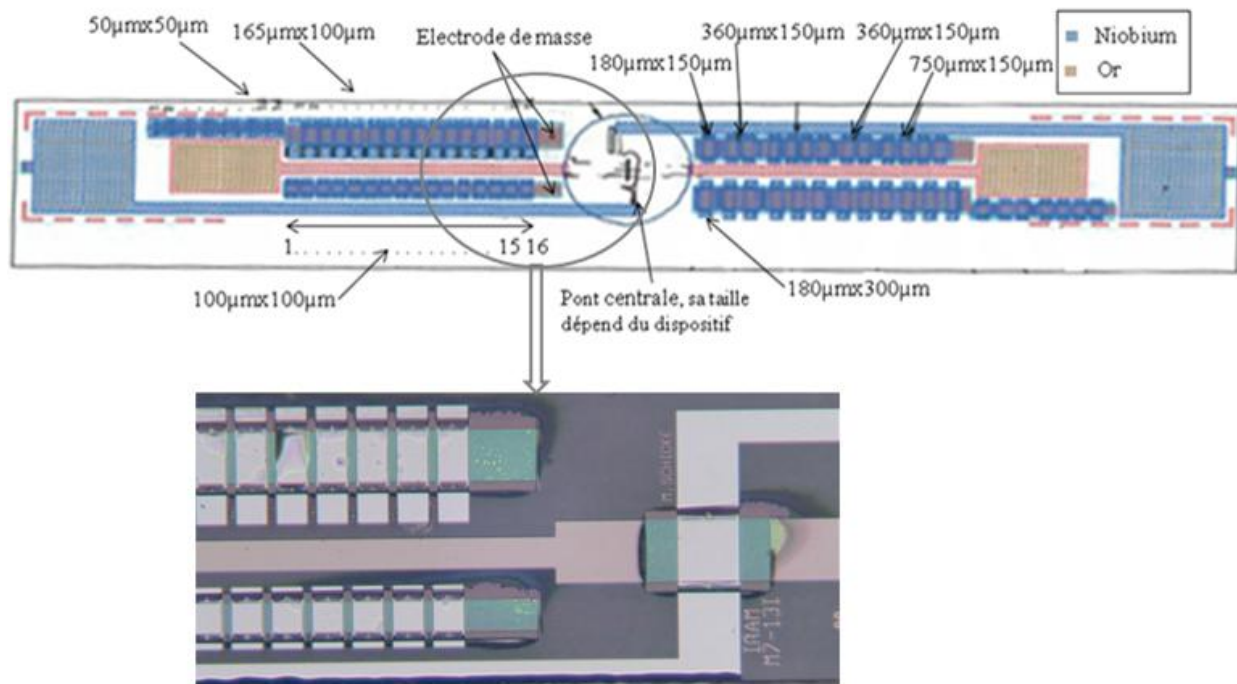


Figure 2-4 : Dispositif de test pour différentes tailles de ponts.

Les dimensions géométriques typiques des ponts sont données dans la Figure 2-4 et les valeurs des paramètres de méandres selon la Figure 2-5 sont données dans le Tableau 7 : la longueur du pont rectangulaire W varie entre $50\text{ }\mu\text{m}$ et $200\text{ }\mu\text{m}$, la largeur b entre $50\text{ }\mu\text{m}$ et $1080\text{ }\mu\text{m}$. La longueur totale des méandres varie entre $98\text{ }\mu\text{m}$ et $102\text{ }\mu\text{m}$. L'épaisseur des ponts du Niobium t est de $1,5\text{ }\mu\text{m}$ et celle de l'électrode e_{Nb} est de 210 nm .

Une couche d'aluminium d'épaisseur 16 nm est ajoutée au dessous du pont pour réduire la contrainte dans la couche de Nb et pour éviter des cassures.

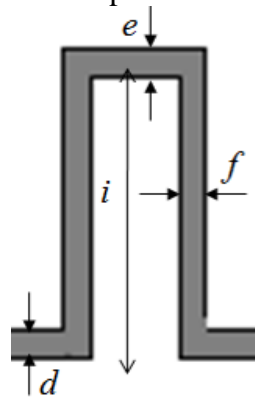
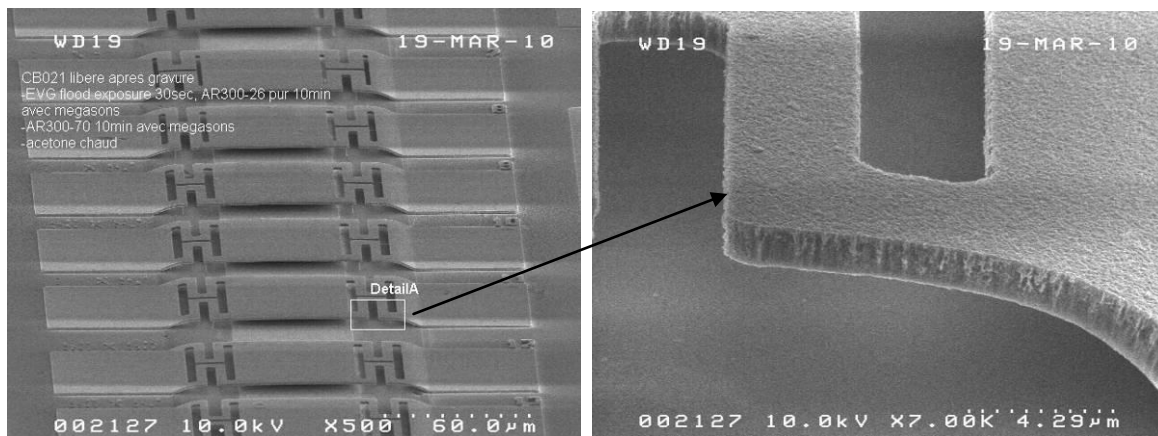


Figure 2-5: Schéma des paramètres de méandres.

N° du pont	Ponts de 100 μm x 100 μm				Ponts de 165 μm x 100 μm			
	d (μm)	e (μm)	f (μm)	i (μm)	d (μm)	e (μm)	f (μm)	i (μm)
1	8	12	6	37	Pas de méandre			
2	8	12	6	36	15	15	10	34
3	8	12	6	34	15	15	8	34
4	8	12	6	32	15	15	6	34
5	8	12	4	37	15	12	6	37
6	8	12	4	36	15	9	6	40
7	8	12	4	34	12	12	6	37
8	8	12	4	32	15	12	5	37
9	8	8	6	41	12	12	4	37
10	8	8	6	40	12	9	4	40
11	8	8	6	38	12	6	4	43
12	8	8	6	36	9	9	9	40
13	8	8	4	41	9	9	6	40
14	8	8	4	40	9	9	4	40
15	8	8	4	38	9	6	4	43
16	8	8	4	36	9	6	4	38

Tableau 7 : Dimensions géométriques des méandres pour quelques exemples de ponts.

La Figure 2-6 présente un cliché au Microscope Electronique à Balayage effectué à l'IRAM d'une partie d'un dispositif de test avec également un détail d'un méandre.



a) Série de micro ponts de Nb suspendus par des ressorts en forme de méandres
b) détail d'un méandre.

Dans le cas des MEMS avec méandres, le fait que l'épaisseur de la couche de diélectrique soit importante permet d'envisager de les utiliser comme commutateurs [79]-[83]. En effet, lorsqu'une tension est appliquée entre les deux électrodes la variation de l'énergie électrostatique déduite de la force électrostatique est en équilibre avec la variation de l'énergie mécanique qui est déterminée par le matériau de la poutre, l'état de contrainte et les dimensions des électrodes. Donc, à partir de cet équilibre, toute augmentation de la tension provoque une augmentation de flexion de la poutre jusqu'à arriver à un état instable qui

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

correspond à une tension V_{pi} (Tension pull-in) au moment où le pont se colle sur le diélectrique placé au-dessus de la masse [84][85].

Maintenant, si nous inversons le sens de la tension, le pont reste collé en raison du champ électrique intense correspondant à la faible épaisseur diélectrique résiduelle [81]. Cette poutre reste donc collée jusqu'à ce qu'elle atteigne à nouveau un état instable qui correspond à une tension pull-on : cette zone d'hystérésis entre pull-in et pull-on (Figure 2-7) est plus étroite si la couche de diélectrique est plus épaisse. Par ailleurs, la présence de charges électriques piégées dans la couche diélectrique d'arrêt modifie les seuils électriques et est à l'origine de dérives qui peuvent dégrader le fonctionnement du MEMS.

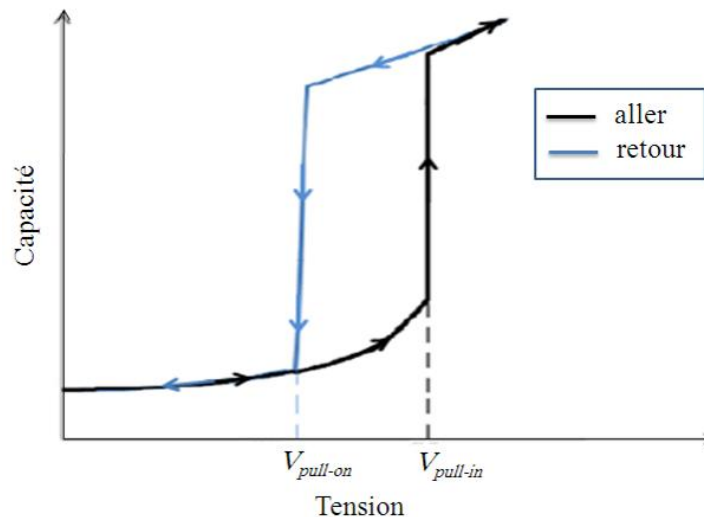


Figure 2-7: Schéma d'un phénomène d'hystérésis déduit des tensions $V_{pull-in}$ et $V_{pull-on}$.

Il était nécessaire de vérifier avec précision tous ces paramètres géométriques dans la mesure où les modèles analytiques sont très dépendants de ces paramètres. C'est ce que nous avons fait avec le profilomètre Fogale P3D⁵ situé dans nos locaux de l'IMEP-LAHC à Minatec Grenoble (Figure 2-8). C'est un profilomètre optique permettant de fournir des mesures de profils en trois dimensions sans aucun contact en utilisant le principe de l'interférométrie. La résolution de l'appareil est de 0,3 nm.

Comme l'indique la Figure 2-8, La lumière issue d'une source est séparée en deux demi faisceaux notés 1 et 2 par un cube séparateur. La première partie est réfléchiée par le séparateur de faisceau et remonte à la surface de l'échantillon. La seconde partie passe à travers le séparateur de faisceau vers le miroir de référence. Le premier faisceau de lumière se reflète sur la surface de l'échantillon et passe ensuite de nouveau à travers le séparateur de faisceau et la lentille, puis continue vers le détecteur de lumière (caméra). Pendant ce temps, le second faisceau se reflète sur le miroir de référence, revient au séparateur de faisceau, passe la lentille et atteint également le détecteur.

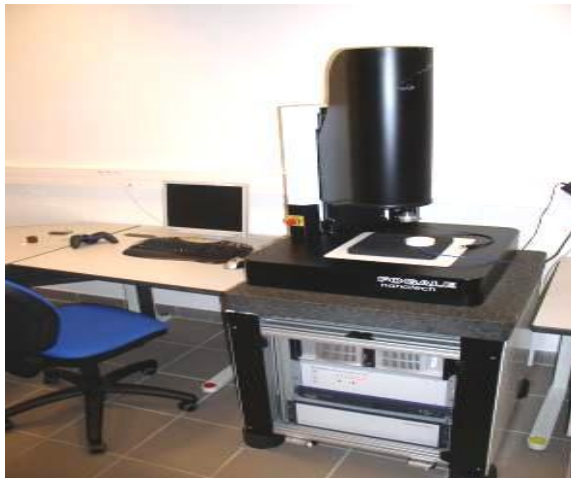
L'intensité mesurée par la caméra varie en fonction de la différence de marche entre les parcours 1 et 2. Si la longueur du trajet parcouru par le premier faisceau est égale à la longueur du chemin parcouru par le second faisceau à un nombre entier de la longueur d'onde près, les deux faisceaux interfèrent de manière constructive. Dans ce cas, nous avons un éclaircissement maximum et un signal fort sur le détecteur de lumière. Mais à l'inverse, si la différence des distances parcourues par la lumière est égale à une demi-longueur d'onde, les ondes provenant de l'échantillon et du miroir de référence sont en opposition de phase. Les

⁵ <http://www.fogale-semicon.com/product/3d-profilers-and-mems-solution>

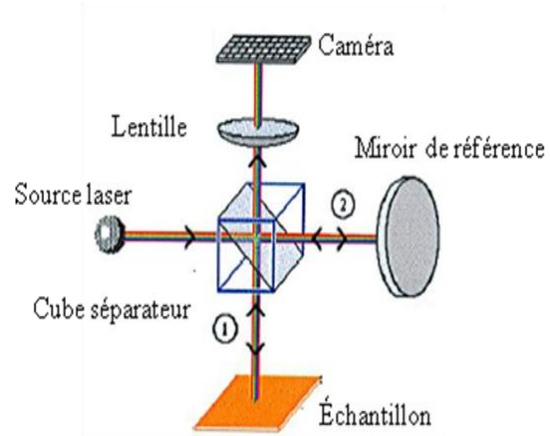
Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

deux faisceaux interfèrent de manière destructive. Dans ce cas, nous avons l'éclairement minimum et un faible signal au niveau du détecteur de lumière.

Pour illustrer les performances atteintes par ce profilomètre, la Figure 2-9 indique ainsi une image en 3D de la surface que nous avons obtenue pour un MEMS.



a)



b)

Figure 2-8: a) Le profilomètre optique Fogale P3D b) Schéma du principe de fonctionnement.

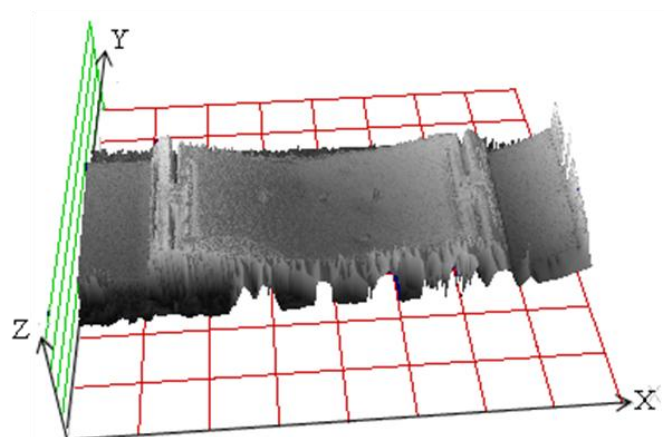


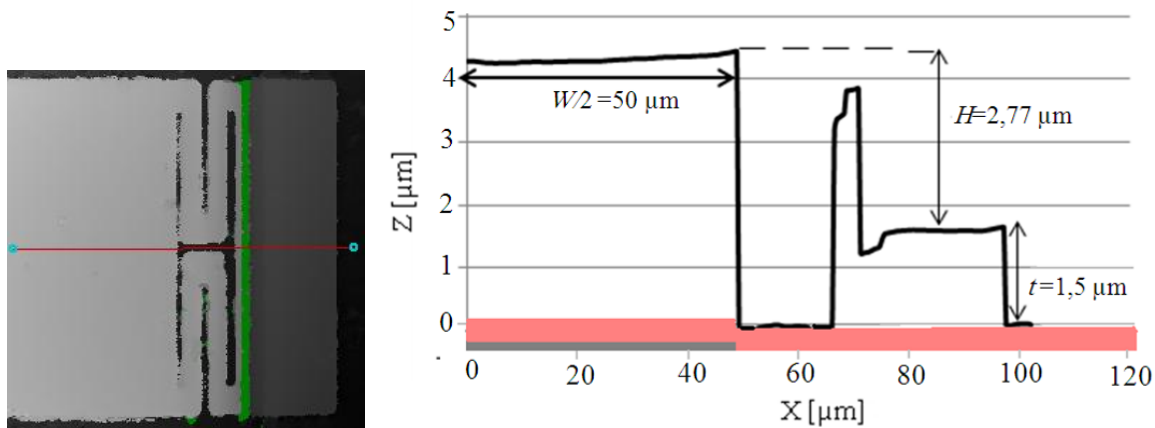
Figure 2-9: Reconstitution 3D de la surface d'un MEMS par profilométrie

Nous présentons les résultats de mesure profilométrique sur deux géométries différentes de MEMS avec méandres :

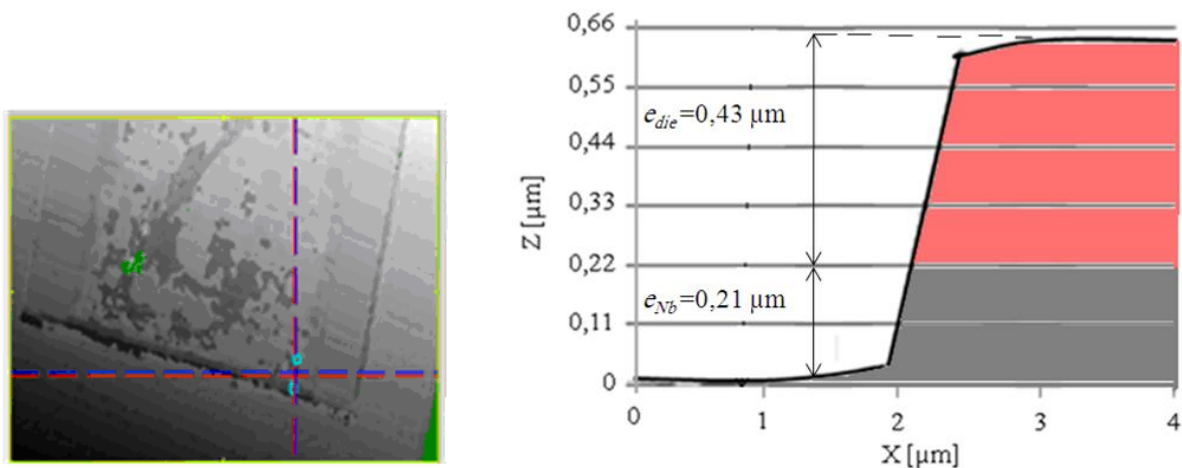
- MEMS carré : longueur $W = 100 \mu\text{m}$ largeur $b = 100 \mu\text{m}$.
- MEMS rectangulaire : longueur $W = 160 \mu\text{m}$, largeur $b = 100 \mu\text{m}$.

A titre d'exemple de la démarche de vérification des dimensions de nos MEMS que nous avons effectuée, nous montrons Figure 2-10 des mesures de profils sur l'échantillon numéro 14 des MEMS carrés.

Nous estimons que l'incertitude totale sur la mesure de ces dimensions est meilleure que 1 %.



a) Coupe horizontale (selon le trait rouge) d'une mesure profilométrique de pont $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$ numéro 14, qui permet de vérifier que la longueur $W = 100\text{ }\mu\text{m}$, la hauteur $H = 2,77\text{ }\mu\text{m}$ et l'épaisseur de pont $t = 1,5\text{ }\mu\text{m}$



b) Mesure profilométrique qui montre que l'épaisseur de pont $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$ numéro 14, qui permet de vérifier que la longueur $W = 100\text{ }\mu\text{m}$, la hauteur $H = 2,77\text{ }\mu\text{m}$ et l'épaisseur de pont $t = 1,5\text{ }\mu\text{m}$.

Figure 2-10: a) Différentes mesures profilométriques du MEMS carré $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$ numéro 14 b) mesure de l'épaisseur du ruban central.

Dans la Figure 2-10 (a), nous avons vérifié que la longueur de pont est $W = 100\text{ }\mu\text{m}$ et son épaisseur t égale à $1,5\text{ }\mu\text{m}$. Mais sur cette Figure, nous remarquons que la hauteur H (mesurée au niveau des pieds des ressorts) est de $2,77\text{ }\mu\text{m}$ au lieu des $3\text{ }\mu\text{m}$ attendus. Pour vérifier si cela signifie que le pont s'est rapproché de l'électrode masse d'une hauteur de $0,23\text{ }\mu\text{m}$ à tension nulle pour un tel MEMS avec méandres, une mesure profilométrique d'un MEMS sans méandres fabriqué en même temps sur le même substrat de quartz a été réalisée (voir Figure 2-11). On constate que, effectivement, dans ce cas, la hauteur est bien de $3\text{ }\mu\text{m}$ ce qui valide l'hypothèse précédente. Il restera à comprendre le mécanisme qui amène le pont à se rapprocher de l'électrode de masse.

Compte tenu des mesures profilométriques indiquées Figure 2-10 et de la technique de dépôt, nous pouvons en déduire que l'épaisseur du gap d'air g_0 est égale à $H - e_{Nb}$ soit $2,56\text{ }\mu\text{m}$.

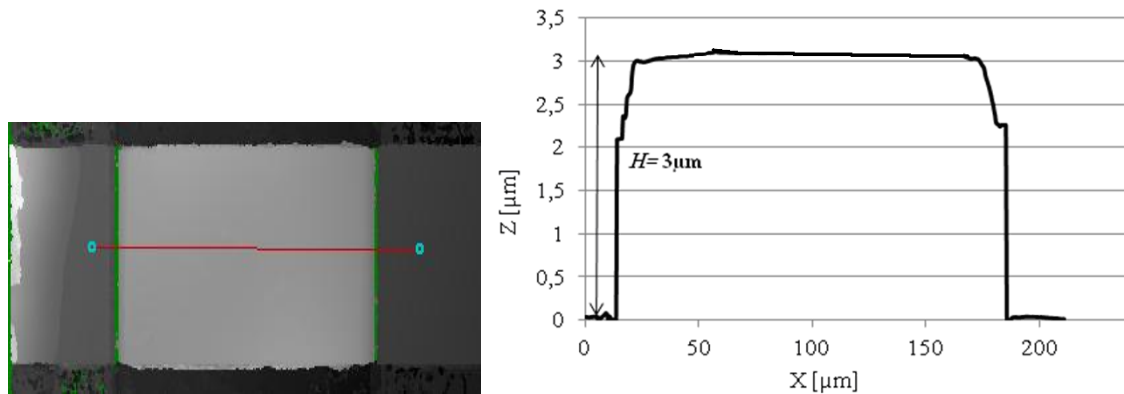


Figure 2-11: une mesure profilométrique pour un MEMS à pont uniforme réalisé sur le même dispositif de test que les MEMS avec méandres qui montre une hauteur $H = 3 \mu\text{m}$.

D'après la Figure 2-10 (a), nous remarquons en outre que la coupe horizontale suivant l'axe X du MEMS carré numéro 14 (d'après le repère de la Figure 2-9) montre un flambage au centre de l'ordre de $0,15 \mu\text{m}$. De même, nous avons fait une coupe suivant l'axe Y qui montre un flambage plus important égal à $0,3 \mu\text{m}$.

Nous avons vérifié si ce flambage était présent pour les autres échantillons. Le Tableau 8 représente ainsi les mesures profilométriques suivant les 2 axes (X,Y) et le gap d'air initial g_0 pour différents échantillons de MEMS carré avec méandres. Nous remarquons d'après ce tableau que la plupart des échantillons ont un gap g_0 égale à $2,55 \mu\text{m}$ avec un flambage horizontal se situant entre $0,08 \mu\text{m}$ et $0,19 \mu\text{m}$ et un flambage vertical se situant entre $0,247 \mu\text{m}$ et $0,36 \mu\text{m}$.

Numéros des échantillons ($100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$)	$g_0 (\mu\text{m}) \pm 0,02 \mu\text{m}$	Flambage suivant l'axe X $\pm 12 \text{ nm}$	Flambage suivant l'axe Y $\pm 12 \text{ nm}$
2	2,50	0,160	0,312
3	2,49	0,193	0,315
4	2,56	0,090	0,330
5	2,55	0,080	0,330
6	2,56	0,080	0,360
7	2,44	0,090	0,315
9	2,58	0,152	0,315
11	2,56	0,070	0,256
12	2,50	0,115	0,247
14	2,55	0,151	0,300

Tableau 8 : mesures des différents paramètres pour des échantillons de MEMS carré.

Nous avons également effectué des mesures profilométriques sur les échantillons rectangulaires ($165 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$). Les résultats sont présentés dans le Tableau 9 et montrent que les flambages suivant les deux axes dans le cas de MEMS rectangulaires sont plus importants en comparaison des MEMS carrés.

Numéros des échantillons (165 μm x 100 μm)	g_0 (μm) \pm 0,02 μm	Flambage suivant l'axe X \pm 12 nm	Flambage suivant l'axe Y \pm 12 nm
2	2,20	0,48	0,30
3	2,41	0,52	0,43
6	2,10	0,61	0,33
7	2,55	0,63	0,35
8	2,55	0,80	0,40
9	2,55	0,70	0,37

Tableau 9 : mesures des différents paramètres pour des échantillons de MEMS rectangulaire.

Il reste enfin à déterminer la forme du flambage suivant les différents axes (X,Y) pour les deux MEMS carré et rectangulaire. Pour cela, nous avons essayé avec le logiciel Matlab d'ajuster différentes courbes de tendance à la mesure du profil du MEMS carré (numéro 3) comme le montre la Figure 2-12 (a) et à la mesure du profil du MEMS rectangulaire (numéro 7) comme la montre la Figure 2-12 (c). Si nous supposons que le flambage est sous une forme de cosinus nous trouvons un écart type deux fois plus important que celui calculé avec un flambage supposé sous une forme quadratique. Il semble donc préférable de choisir cette dernière forme pour la suite de notre modélisation des MEMS et ce d'autant plus que l'ancrage de la poutre aux méandres est mieux décrit.

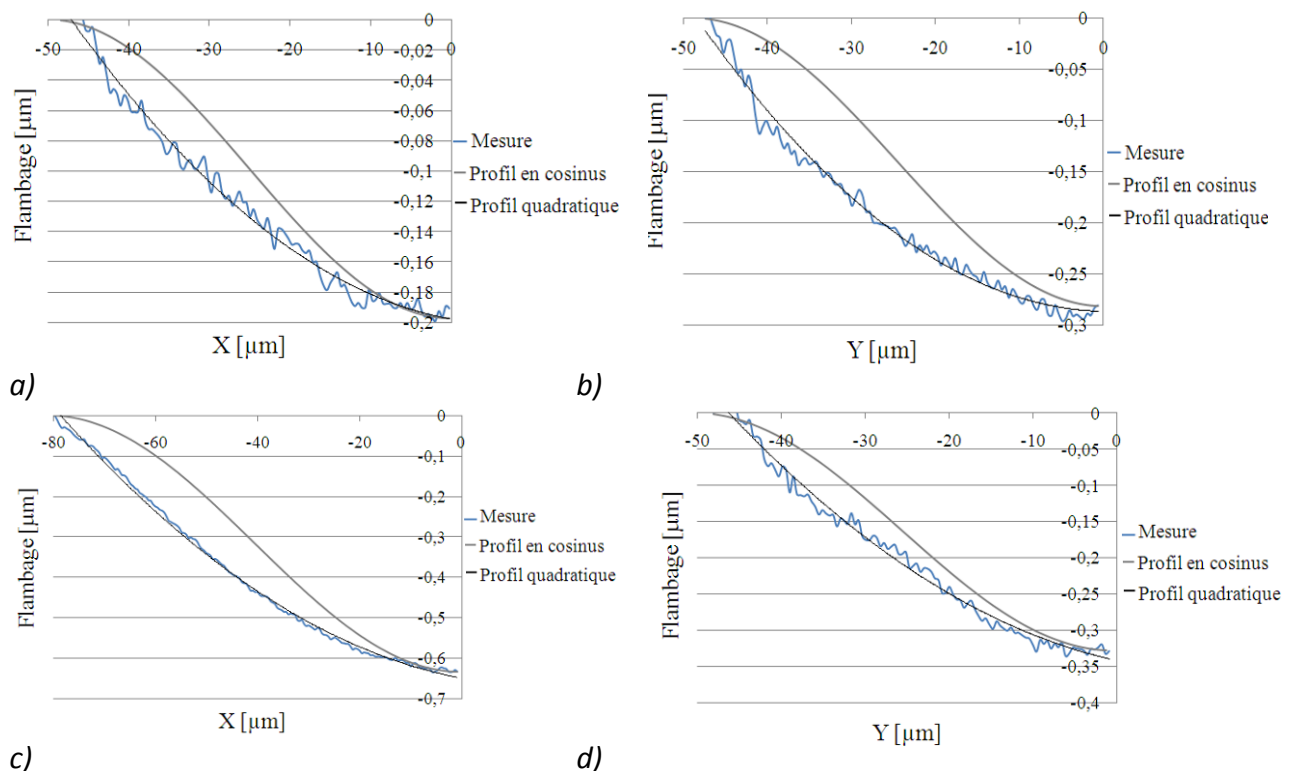


Figure 2-12:

a) et b) Comparaisons entre le flambage mesuré suivant X et suivant Y, le flambage en cosinus et celui de forme quadratique pour l'échantillon de MEMS carré numéro 3

c) et d) Comparaisons entre le flambage mesuré suivant X et suivant Y, le flambage en cosinus et celui de forme quadratique pour l'échantillon de MEMS rectangulaire numéro 14.

Nous pouvons conclure dans ce sous paragraphe que la poutre reliée aux quatre méandres se déplace d'une hauteur de l'ordre de 0,2 μm lorsque la couche sacrificielle est enlevée pour des MEMS carrés et que cette poutre présente un flambage suivant les deux axes X et Y dans notre repère, en ajoutant que ce flambage doit être considéré de forme quadratique. De plus, nous avons vu que le flambage est plus important dans le MEMS rectangulaire que le MEMS carré.

Nous avons supposé que ce flambage est dû à des gradients de contraintes. Si c'est le cas, les contraintes semblent plus importantes dans les dispositifs rectangulaires. Donc, si nous avons à choisir entre les deux géométries de MEMS, il semble préférable d'utiliser le MEMS carré pour un varactor. Pour évaluer quantitativement l'état de contrainte dans la poutre et valider notre hypothèse, des mesures mécaniques vibrométriques et des caractérisations aux rayons X ont été faites et sont exposées dans les sous paragraphes suivants.

2.3.2 Caractérisation mécanique par vibrométrie

Nous avons conclu dans le sous paragraphe 2.3.1 que les deux géométries de MEMS présentent des flambages suivant la longueur et la largeur et, pour expliquer cela, nous supposons qu'il y a un gradient de contrainte dans la poutre. Pour valider cette hypothèse, il est important de faire des mesures modales vibrométriques pour trouver la valeur de fréquence de résonance mécanique de la structure MEMS. Ainsi, nous déterminerons s'il existe un état de compression ou de traction dans notre poutre, pouvant être interprété comme une contrainte résiduelle de signe respectivement négatif ou positif.

Commençons par exposer théoriquement le cas d'une membrane homogène rectangulaire de largeur W et de profondeur b . D'après [86], les fréquences de résonance de la membrane sont liées à son module d'Young, à son coefficient de poisson et à son épaisseur :

$$f_{mn}^2 = \frac{Et^2}{\rho(1-\nu^2)} \frac{\pi^2}{48} \left(\frac{m^4}{W^4} + \frac{n^4}{b^4} + 2 \frac{m^2 n^2}{(2Wb)^2} \right) \quad (2-1)$$

Les indices m et n sont associés aux modes de vibration et ρ représente la masse volumique (ou densité) de la membrane. Cependant, notre deuxième génération de MEMS présente des membranes certes rectangulaires ou (carrés) mais du fait qu'elles sont reliées avec quatre méandres, cette formule est à considérer avec précaution. De plus, les valeurs pratiques du module d'Young, de la densité et du coefficient de Poisson sont issues de la bibliographie (et ont déjà été indiquées dans ce mémoire) et ne sont donc pas forcément exactes. Pour un MEMS carré correspondant à l'échantillon numéro 14, nous trouvons une valeur théorique de la fréquence de résonance pour les modes 10 ou 01 d'environ 260 kHz.

La première étape de cette étude a donc consisté à vérifier cette valeur par des mesures modales à l'INL en utilisant le profilomètre WYKO NT1100 (Veeco) situé dans les locaux de l'INL à Lyon [87]. Les mesures ont été faites sous vide par l'intermédiaire d'une pompe à palette pour éviter l'effet de l'air sur la fréquence de résonance qui devient très important avec une membrane mince. Le dispositif de mesures est indiqué Figure 2-13 : il comporte quatre éléments notés E1 à E4. Tout d'abord, notre dispositif de test raccourci est collé sur le porte échantillon E4, ensuite l'élément piézoélectrique E2 est alimenté et est collé entre E1 et E3

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

avec de la colle Epoxy. Le rôle de l'élément E1 est de fixer l'ensemble dans l'enceinte sous vide. Les mesures sont effectuées à travers un hublot en verre (Figure 2-13 (b)) et avec un objectif spécial x10 qui compense la différence de chemin optique induite par le hublot de verre.

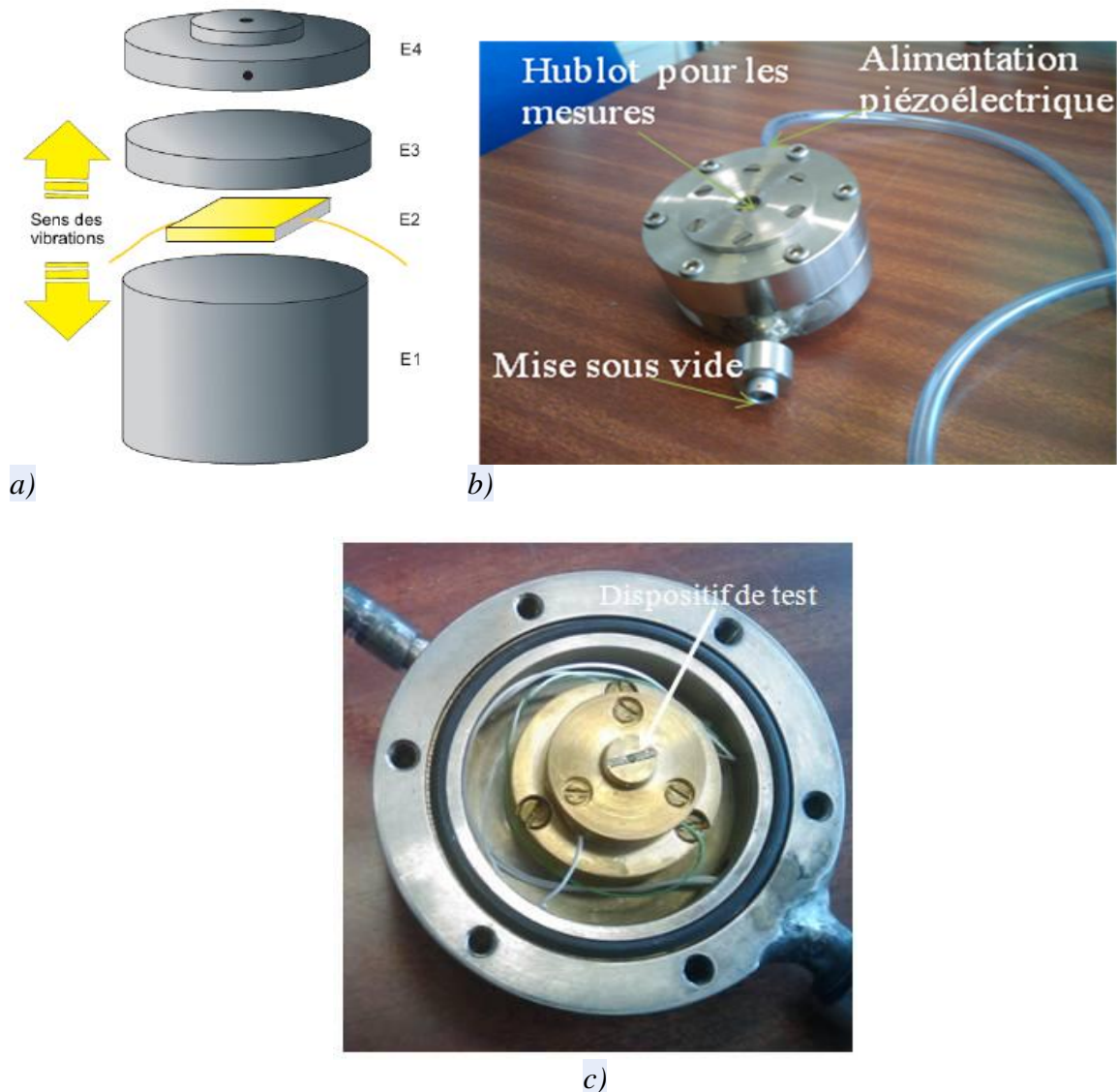


Figure 2-13

- a) schéma descriptif du dispositif vibrant
- b) enceinte sous vide conçue pour les mesures de vibrométrie avec le profilomètre optique
- c) porte échantillon.

Les mesures des fréquences de résonance sont déduites par l'observation des franges sur les échantillons. Par exemple sur la Figure 2-14 (a) apparaissent des franges d'interférences sur des MEMS $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$ de l'échantillon numéro 14, mais lorsque la fréquence de résonance est atteinte ces franges d'après la Figure 2-14 (b) disparaissent par

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

synchronisme. C'est de cette façon indirecte que nous déduisons la valeur approximative de la fréquence de résonance de ces MEMS pour le premier mode.⁶

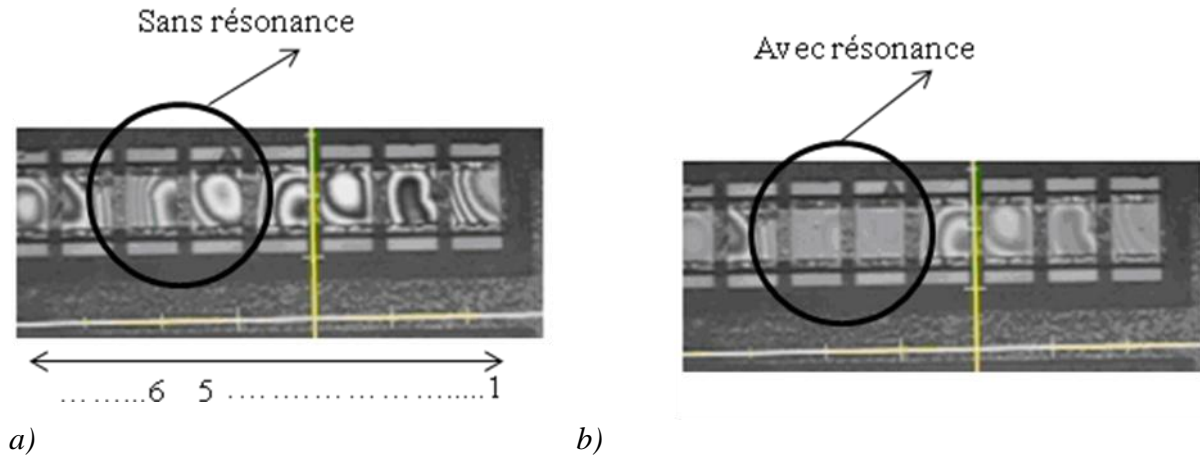


Figure 2-14: Etude modale effectuée pour notre dispositif de test au Mode 1

(a) Observation des franges en dehors de la résonance

(b) Disparition des franges à la résonance.

D'après ces mesures modales nous avons déterminé pour le MEMS carré indiqué plus haut une fréquence de résonance de $64 \text{ kHz} \pm 1 \text{ kHz}$. Cette valeur est en total désaccord avec la valeur théorique. Il est évident que les méandres jouent un rôle sur cette fréquence mais, également, il ne faut pas oublier que les effets de contrainte (contrainte résiduelle et gradient de contrainte) vont aussi avoir une influence.

En effet, si une membrane est soumise à une contrainte uniforme σ_0 dans le plan, il est possible d'après [86] d'exprimer ses fréquences de résonance mécaniques en fonction des paramètres mécaniques et géométriques.

$$f_{mn}^2 = \frac{Et^2}{\rho(1-\nu^2)} \frac{\pi^2}{48} \left(\frac{m^4}{W^4} + \frac{n^4}{b^4} + 2 \frac{m^2 n^2}{(2Wb)^2} \right) + \frac{\sigma_0}{4\rho} \left(\frac{m^2}{W^2} + \frac{n^2}{b^2} \right) \quad (2-2)$$

Si nous utilisons cette formule en négligeant l'effet des méandres, nous pouvons expliquer l'écart d'un facteur 4 observé entre la valeur théorique et la valeur expérimentale de la fréquence fondamentale de résonance du MEMS rectangulaire, en prenant une valeur de contrainte résiduelle assez réaliste de -22 MPa (qui correspond d'ailleurs à l'ordre de grandeur de la contrainte indiquée par M. Schicke dans [74]). Par contre, cette approche ne nous semble pas physique puisque les méandres entrent forcément en compte dans le comportement mécanique de la structure. Une simulation du MEMS de l'échantillon numéro 14 par éléments finis avec le logiciel ANSYS a donc été faite à l'INL (voir l'illustration de la Figure 2-15 dans le cas statique) pour deux types de configurations, l'une sans introduire de contrainte résiduelle (étude modale sans contrainte), l'autre avec contrainte résiduelle (étude modale avec contrainte) : cette simulation pourrait nous indiquer si la contrainte est négative (état de compression) ou positive.

⁶ Pour certains MEMS, nous n'avons pas pu observer de disparition des franges d'interférence. Il est probable que ces MEMS sont soit collés, soit présentent trop de flambage, soit que nous n'avons pas pu trouver assez précisément le synchronisme.

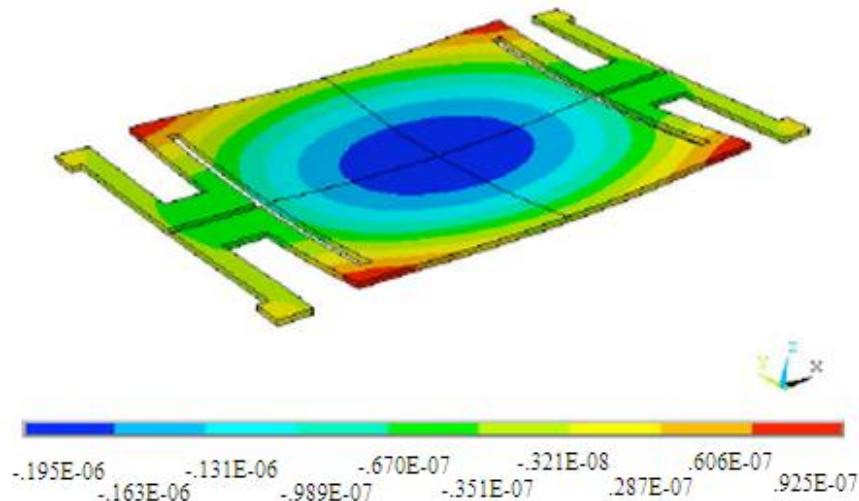


Figure 2-15: Simulation modale d'une poutre avec 4 méandres sur ANSYS pour le MEMS carré de l'échantillon numéro 14.

L'étude modale sans contrainte prévoit une fréquence de résonance de 94 kHz. Il faut ajouter une valeur de contrainte résiduelle de signe négatif de -500 MPa pour trouver une valeur de fréquence de résonance simulée égale à celle mesurée. Cette valeur de contrainte résiduelle est irréaliste, par contre un gradient de contrainte pourrait aussi exister. Des simulations ANSYS ont donc été également réalisées avec une configuration où une forme du gradient a été ajustée pour correspondre au flambage initial observé (Figure 2-16).

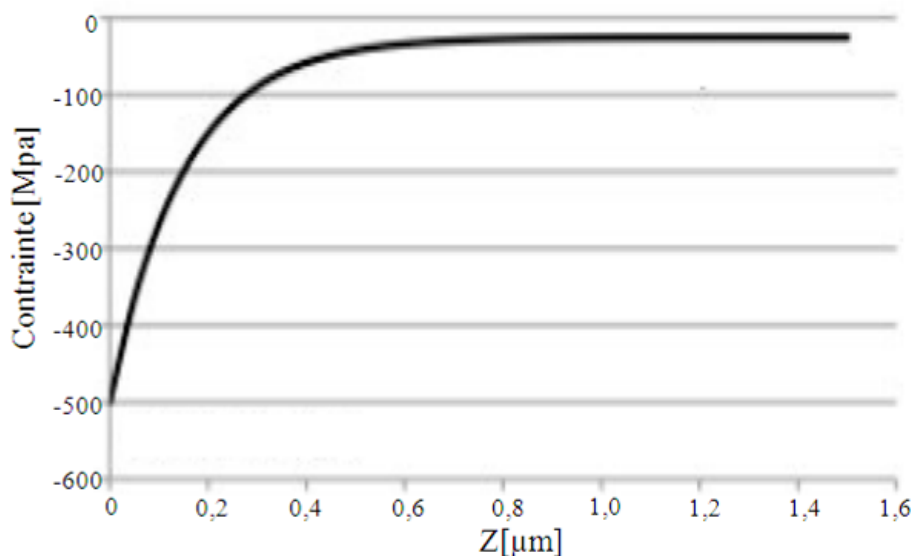


Figure 2-16: Gradient de contrainte initialement choisi.

Les simulations modales prenant en compte ce gradient n'explique pas non plus l'écart observé car elles nécessitent de choisir des valeurs de contraintes encore peu réalistes. Deux voies d'explication sont possibles : soit le pont est plus « mou » (module d'Young plus faible que la valeur théorique), soit le pont est plus « lourd » (des traces de polymères pourraient subsister en dessous du pont), soit une combinaison des deux. Une caractérisation structurale par rayons X des ponts a donc été menée pour tenter d'apporter des compléments d'informations sur ces questions.

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

2.3.3 Caractérisation structurale par rayons X

Notre poutre présente probablement un état de compression d'après le signe négatif nécessaire pour la valeur de contrainte résiduelle simulée. Toutefois, cette valeur de contrainte n'est pas capable à elle seule d'expliquer le flambage observé du MEMS à tension nulle. Pour cela, nous supposons que le flambage de la poutre peut être causé par un gradient de contrainte additionné à la contrainte résiduelle. Ces deux hypothèses de compression de poutre et le flambage déduit par un gradient de contrainte peuvent être validés en utilisant une technique de diffraction des rayons X. C'est le Centre « Science des Matériaux et des Structures » (SMS) de l'Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint Etienne, partenaire du projet Région SupraMEMS, qui a réalisé ces mesures de contraintes adaptées aux matériaux cristallins à grains fins.

Cette technique est en effet sensible et précise pour mesurer les contraintes résiduelles des matériaux poly cristallins. La méthode de base consiste à bombarder l'échantillon avec des rayons X et à mesurer l'intensité des rayons X diffusés selon l'orientation dans l'espace. Comme le montre la Figure 2-17, cette méthode dépend de trois angles : θ , φ , et Ψ .

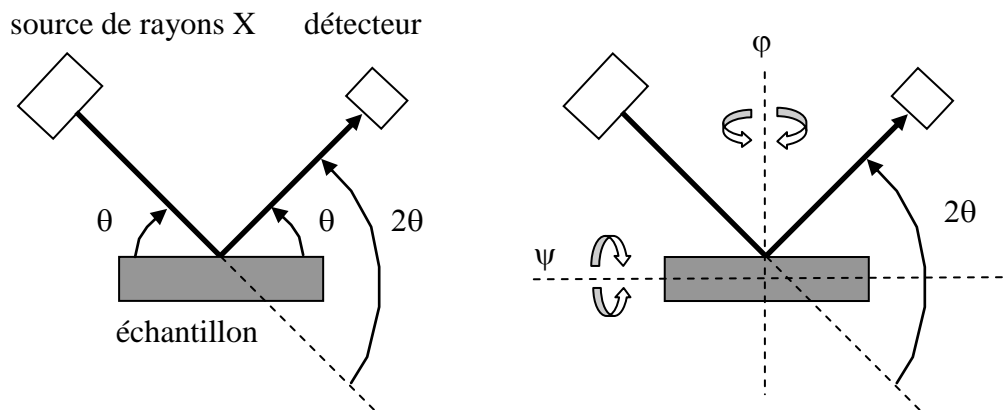


Figure 2-17: Schémas du principe de mesure basé sur la diffraction des rayons X.

En vertu de la loi de Bragg, lorsqu'un échantillon est éclairé avec une onde plane de longueur d'onde λ , il y a diffraction (voir Figure 2-18). Quand la différence de marche entre les rayons incidents et les rayons diffractés par les atomes est égale à un nombre entier de fois la longueur d'onde, il y a interférence constructive telle que : $2d_{hkl} \sin \theta = n\lambda$, où d_{hkl} est la distance inter-atomique.

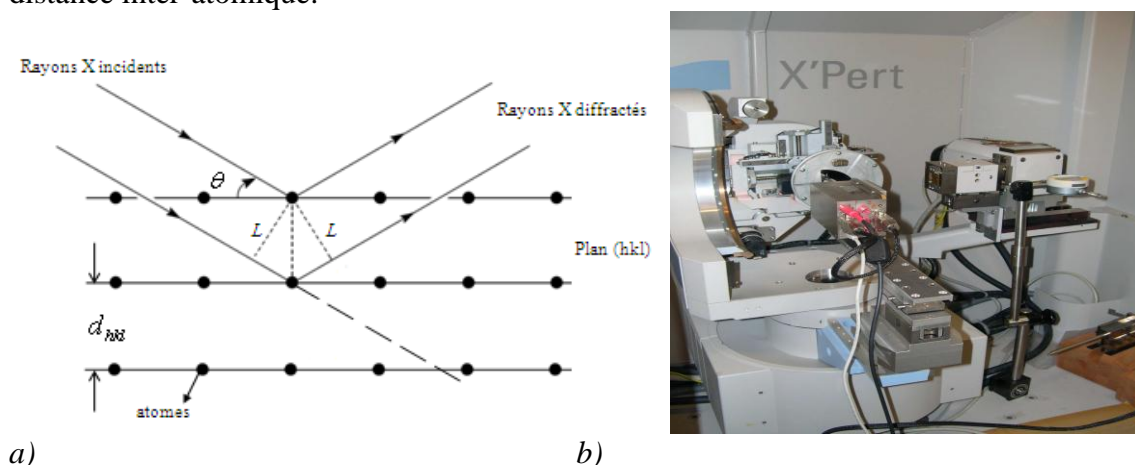


Figure 2-18: a) Schéma de la réflexion des rayons X à partir de deux plans d'atomes
b) Photo du diffractomètre.

L'intensité détectée en fonction de l'angle de déviation 2θ du faisceau est enregistrée dans un «diffractogramme» : celui-ci présente donc des *maxima* pour certains angles 2θ . Comme la source à rayons X est lourde, il est préférable de faire bouger seulement l'échantillon et le détecteur pour mesurer tout le diffractogramme. C'est le montage dit « θ - 2θ », puisque le plan de l'échantillon fait un angle θ avec le faisceau incident et le détecteur fait un angle 2θ avec le même faisceau.

Les mesures d'orientation qui ont été effectuées (représentées sous forme de figures de pôles, dont nous ne détaillerons pas la signification dans ce mémoire) ont montré très clairement que les ponts de Niobium sont constitués de grains pouvant être représentés comme des petits cubes d'orientation préférentielle [110] avec une précision de $\pm 5^\circ$ parallèlement à la surface du substrat. C'est un résultat important qui démontre que la croissance du Niobium sur polymère réalisée à l'IRAM est identique à celle observée sur du quartz amorphe (silice).

Néanmoins, le point qui nous intéresse principalement dans ce paragraphe est de vérifier s'il y a un gradient de contrainte dans le film de Niobium. Pour cela, une fois que la condition de Bragg est satisfaite, il suffit d'observer si la position du pic de diffraction se déplace si l'échantillon est mis en rotation d'un angle Ψ . L'ampleur du changement est en effet liée à l'ampleur des contraintes résiduelles qui déforment la maille cristalline. La modification de l'angle ϕ nous permet de plus de scanner les différentes directions de la contrainte dans l'échantillon.

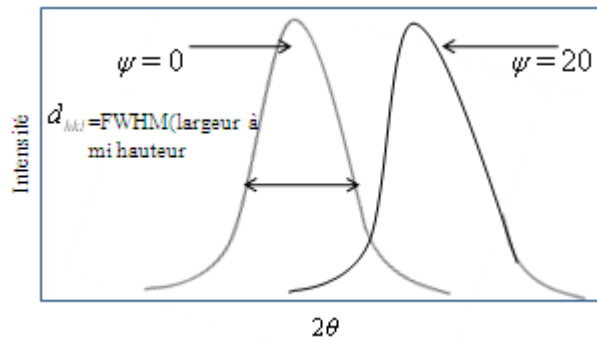


Figure 2-19: Déplacement du pic de diffraction avec variation de la valeur de Ψ

Le pic est caractérisé par sa largeur à mi-hauteur FWHM (full width at half maximum) qui dépend de la taille des grains et par sa position qui dépend des contraintes résiduelles. En effet, le décalage angulaire $\Delta(2\theta)$ pour une déformation de la maille de ε vaut $-2.\tan(\theta).\varepsilon$ avec :

$$\varepsilon = (d_{hkl}(\phi, \psi) - d_0) / d_0 \quad (2-3)$$

où d_0 est la taille d'une maille de Niobium non contraint (égale à $2,3877 \text{ \AA}$).

Si le matériau est isotrope, la relation entre la déformation de maille et la contrainte résiduelle est donnée par :

$$\sigma_\phi \frac{(1+\nu) \sin^2 \psi}{E} = \frac{(d_{hkl}(\phi, \psi) - d_0)}{d_0} \quad (2-4)$$

Donc pour déterminer la valeur de contrainte résiduelle, il faut connaître les valeurs de $d_{hkl}(\phi, \Psi)$. Pour cela, des mesures de pics ont été faites pour différentes valeurs de Ψ (voir Figure 2-20).

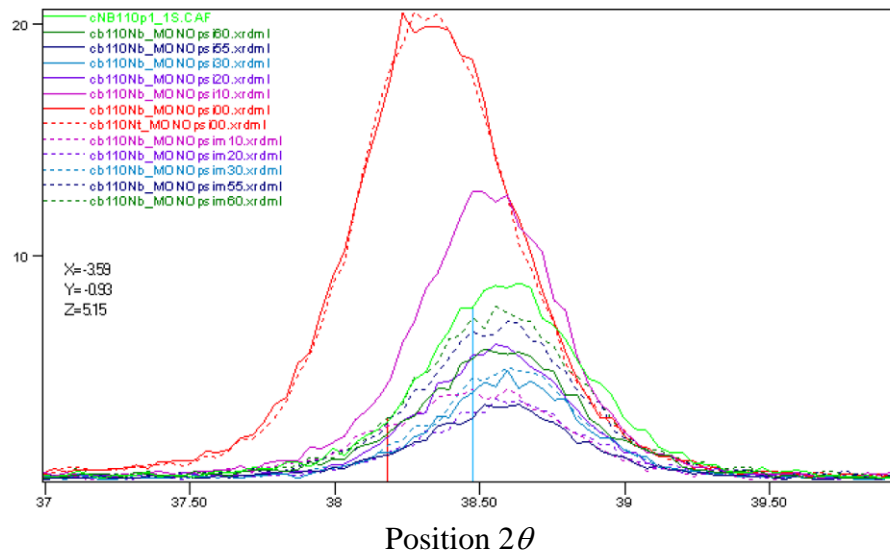


Figure 2-20: Mesures du pic de diffraction pour différentes valeurs de Ψ

De cette façon, il est possible de tracer la variation de FWHM en fonction de $\sin^2 \psi$. En utilisant la formule de Scherrer [88], la taille des grains a été estimée à une dizaine de nm.

A partir de là, il est possible de tracer la variation de ε en fonction de $\sin^2 \psi$ et ceci a permis d'affirmer qu'il y a un gradient de contrainte dans la couche de Niobium. L'équation (2-3) est en effet une équation de droite : un ajustement linéaire a donc été fait en prenant pour le module d'Young et le coefficient de Poisson les valeurs déjà indiquées dans ce manuscrit. La pente étant négative, cela indique que notre couche est dans un état de compression. De plus, comme la profondeur de pénétration des rayons X dépend de l'angle ψ , nous avons constaté que l'état de contrainte varie avec la profondeur : la présence d'un gradient de contrainte dans l'épaisseur du dépôt de Niobium est donc démontrée avec certitude.

2.3.4 Caractérisation électrique $C(V)$ à température ambiante

Les mesures de $C(V)$ ont été effectuées d'une part à l'IRAM par Mme Boucher et d'autre part à l'IMEP-LAHC. Elles ont été réalisées avec deux équipements différents. Les mesures faites à l'IMEP-LAHC l'ont été sur un impédancemètre Agilent 4284 A. Cet instrument permet d'obtenir la capacité d'un composant en fonction de la tension appliquée. Le principe de mesure réside dans l'application d'une tension continue couplée à une petite tension d'oscillation. La mesure de la capacité se fait par la méthode « 4 fils ». Elle permet de minimiser l'effet parasite des câbles de mesure afin d'obtenir la mesure de la grandeur physique au plus près du composant étudié.

Dans ce sous paragraphe, nous présentons des mesures $C(V)$ pour différents échantillons de test des MEMS carrés et rectangulaires, dont les dimensions géométriques sont indiquées dans le Tableau 7 (Figure 2-21).

Les paramètres de mesure utilisés sont les suivants :

- Tension continue applicable : de -40 V à 40 V.
- Amplitude de la tension d'oscillation : 500 mV.
- Fréquence : 1 MHz.

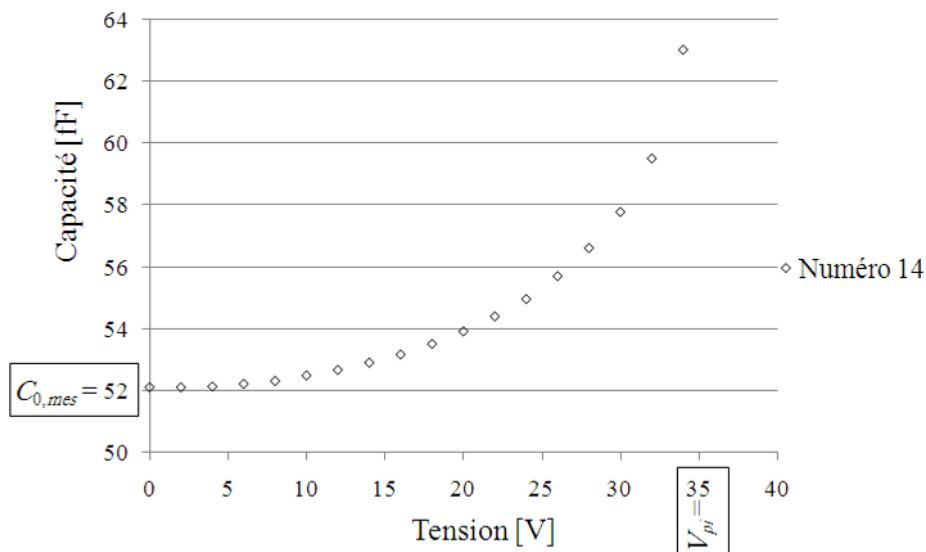


Figure 2-21: Exemple de mesure de $C(V)$ jusqu'au pincement pour le MEMS carré N° 14.

Les ponts de MEMS carrés avec un gap g_0 égal à $2,55 \mu\text{m}$ (d'après les mesures profilométriques) doivent présenter une valeur de capacité plane attendue de $C_0 = 35 \text{ fF}$. Si nous ajoutons la valeur de la capacité parasite due au substrat que nous avons estimée égale à 17 fF (en mesurant la capacité entre les deux électrodes sur un pont cassé), la valeur de capacité totale à $V = 0$ est égale à 50 fF .

Cependant, les mesures de capacité à $V = 0$ ($C_{0,mes}$) montrent des valeurs expérimentales légèrement supérieures à 50 fF , situées entre 51 fF et 62 fF . Ces valeurs plus grandes que celle de la capacité plane totale suggère bien que certains échantillons ont des flambages initiaux (d'après les mesures profilométriques les valeurs de ces flambages se situent entre $0,07 \mu\text{m}$ et $0,2 \mu\text{m}$).

Les tensions de pincement V_{pi} varient entre $30,5 \text{ V}$ et 55 V selon la taille des méandres et des trois paramètres (e, f, i) (Figure 2-22). Nous constatons d'après cette figure que la tension de pincement diminue lorsque les deux paramètres e et f diminuent et que i augmente. La combinaison de paramètres des méandres qui conduit à une tension de pincement minimale est $(e, f, i) = (8 \mu\text{m}, 4 \mu\text{m}, 41 \mu\text{m})$.

Globalement, nous avons donc constaté que plus les méandres sont étroits, plus V_{pi} diminue. Le même effet de diminution de V_{pi} est observé si la longueur totale des méandres est augmentée. Ceci s'explique par la raideur équivalente des ressorts ainsi créés comme nous le montrerons dans le chapitre suivant.

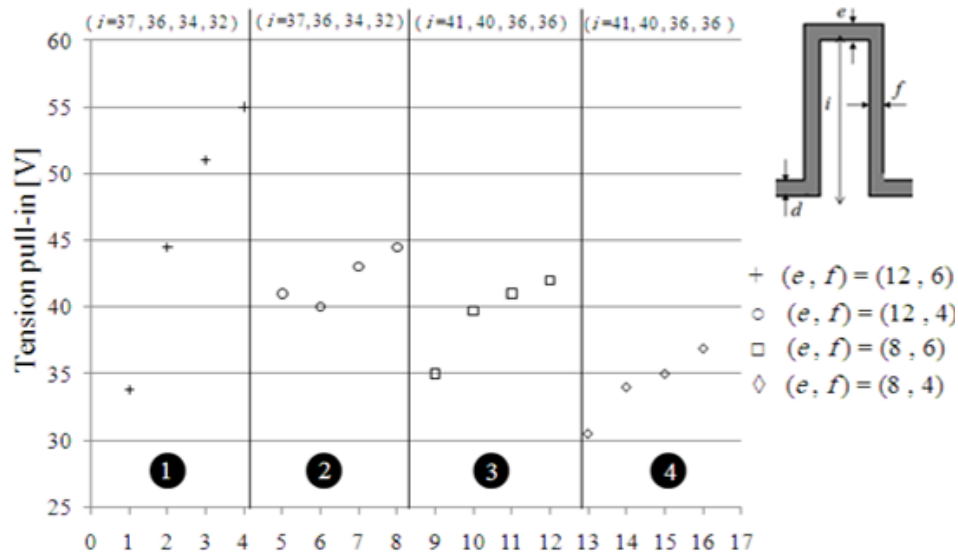


Figure 2-22: Mesures de la tension de pincement pour différents numéros de ponts correspondant aux surfaces $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$.

Intéressons nous maintenant à la variation relative de la capacité. Nous avons vu dans le cas de MEMS de la première génération que la capacité parasite est du même ordre de grandeur que la capacité plane et ceci avait un effet important sur la valeur de cette variation relative. Pour les MEMS de deuxième génération, cette variation relative sans prise en compte de la capacité parasite devrait être plus grande que pour les MEMS de première génération et l'effet de la capacité parasite devrait être moins prononcé.

Le Tableau 10 indique ainsi les variations maximales relatives de capacité $(C_{\max} - C_{\min})/C_{\min}$ à une tension presque égale à V_{pi} (à 1 V près) ou à (0,2 V près) pour différents échantillons de MEMS carrés.

Numéros de ponts	$g_0\ (\mu\text{m}) \pm 0,02\mu\text{m}$	Flambage suivant l'axe $X \pm 12\ \text{nm}$	(e, f, i) en μm	$(C_{\max} - C_{\min})/C_{\min}$ (%) à 1 V près	$(C_{\max} - C_{\min})/C_{\min}$ (%) à 0,2 V près	V_{pi} (V)
2	2,50	0,160	(12, 6, 36)	19,20	X	44,5
3	2,49	0,193	(12, 6, 34)	20,00	X	51,0
6	2,56	0,080	(12, 4, 36)	19,40	26,00	40,0
11	2,56	0,070	(8, 6, 38)	21,30	24,70	40,6
14	2,55	0,151	(8, 4, 40)	20,20	X	34,5

Tableau 10 : Mesures de pourcentage de la variation relative de capacité pour différents numéros de ponts de surface carrés sans prise en compte de la capacité parasite.

Nous remarquons d'après le Tableau 10, que le pourcentage relatif moyen de variation de la capacité (1 V en dessous de V_{pi}) est de 20 %, ce qui comme prévu est supérieur à la valeur obtenue pour les MEMS de première génération. Cette variation est même deux fois plus grande à 0,2 V près de la tension de pincement que celle observée pour les MEMS de la première génération. Nous en concluons que la variation relative de capacité des MEMS carrés avec méandres peut atteindre 25 % sans prise en compte de la capacité parasite.

Pour la détermination d'un modèle électromécanique fiable de nos MEMS, il est cependant important de connaître la variation relative de capacité en prenant en compte la

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

capacité parasite ($C_{mes}(V) = C(V) - C_{Para}$). Le Tableau 11 indique ainsi les variations maximales relatives de capacité ($\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$) à une tension presque égale à V_{pi} (à 1 V près) ou à (0,2 V près) pour différents échantillons de MEMS carrés, en prenant en compte la capacité parasite.

Numéros de ponts	g_0 (μm) $\pm 0,02\mu\text{m}$	Flambage suivant l'axe $X \pm 12 \text{ nm}$	(e, f, i) en μm	$\Delta C_{mes}/C_{0,mes}(\%)$ à 1 V près	$\Delta C_{mes}/C_{0,mes}(\%)$ à 0,2 V près	V_{pi} (V)
2	2,50	0,160	(12, 6, 36)	33,16	X	44,5
3	2,49	0,193	(12, 6, 34)	29,18	X	51,0
6	2,56	0,080	(12, 4, 36)	28,90	38,73	40,0
11	2,56	0,070	(8, 6, 38)	31,70	49,00	40,6
14	2,55	0,151	(8, 4, 40)	29,40	X	34,5

Tableau 11 : Mesures de pourcentage de la variation relative de capacité pour différents numéros de ponts de surface carrés avec prise en compte de la capacité parasite.

Cette fois, nous remarquons d'après le Tableau 11 que le pourcentage relatif moyen de variation de la capacité est de 30,5 %. à 1 V près de V_{pi} . Nous pouvons conclure que pour une surface de ponts carrés avec différentes tailles de méandres, la variation de capacité relative ($\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$) est plus grande que celle de la première génération. Cette variation devient même deux fois plus grande à 0,2 V près de V_{pi} .

Nous avons suivi les mêmes étapes pour les ponts $165 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$. Les valeurs de capacités planes prévues sont $C_0 = 57 \text{ fF}$ et $C_0 = 66,5 \text{ fF}$, car les gaps g_0 d'après les mesures profilométriques sont égaux à $2,55 \mu\text{m}$ et $2,2 \mu\text{m}$. La valeur de capacité mesurée dans le substrat est de 12 fF (la distance entre l'électrode centrale et le plot de MEMS augmente), donc normalement les valeurs de capacités totale à $V = 0$ doivent être presque égales à 69 fF et $78,5 \text{ fF}$.

Les mesures de $C(V)$ indiquées Figure 2-23 pour ces dimensions de ponts montrent que les valeurs de capacités $C_{0,mes}$ sont entre 80 fF et 92 fF , ce qui suggère une fois de plus que ces générations de MEMS rectangulaires ont des flambages initiaux.

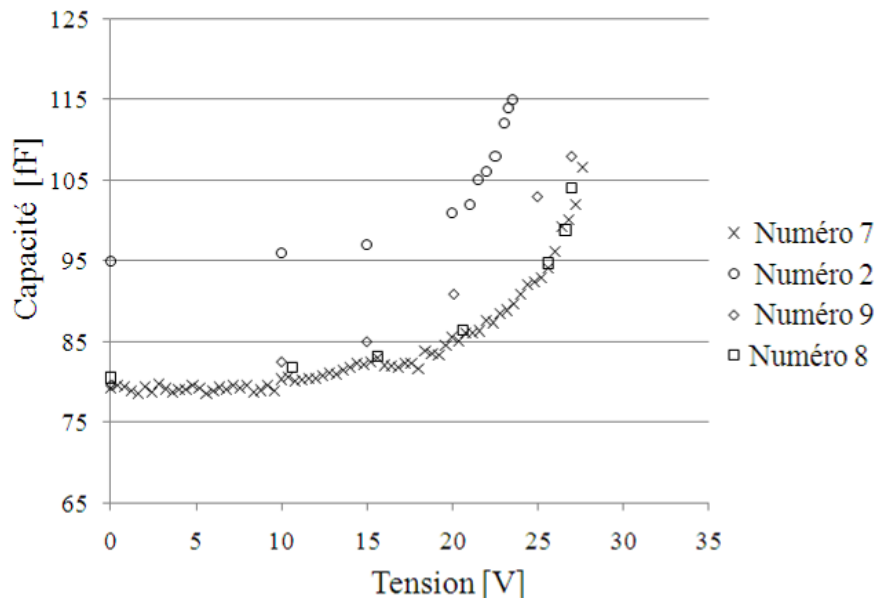


Figure 2-23: Mesures de $C(V)$ jusqu'à une tension V_{pi} à 1V près pour un dispositif de test de ponts $165 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ avec différents numéros de ponts.

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

Nous remarquons d'après le Tableau 12 que la tension de pincement varie entre 24 V et 28 V. Or, nous avons conclu pour les ponts $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$ que la tension de pincement dépend beaucoup de la taille de méandres, surtout les trois paramètres (e, f, i). Normalement, nous nous attendons à constater le même comportement pour les MEMS rectangulaires $165\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$ puisqu'une grande partie de la raideur des ressorts constitués par les méandres dépend de ces paramètres (voir le chapitre suivant). D'après le Tableau 12, les numéros de ponts (7, 8, 9) ont presque la même tension de pincement égale à 28 V puisqu'ils ont le même flambage initiale ($\alpha_0 g_0 = 0,7\text{ }\mu\text{m}$) suivant l'axe X et presque les mêmes paramètres ($e = 12\text{ }\mu\text{m}$, « $f = 6\text{ }\mu\text{m}, 5\text{ }\mu\text{m}, 4\text{ }\mu\text{m}$ », $i = 37\text{ }\mu\text{m}$).

D'après le Tableau 12, le pourcentage de variation de la capacité maximal varie entre 18 % et 36 % sans tenir compte de la capacité parasite. L'échantillon numéro 7 de MEMS rectangulaire a presque les mêmes paramètres ($e = 12\text{ }\mu\text{m}$, « $f = 6\text{ }\mu\text{m}$ », $i = 37\text{ }\mu\text{m}$) que l'échantillon numéro 2 de MEMS carré. L'échantillon numéro 7 a un pourcentage de variation égale à 26,5 % tandis que l'échantillon numéro 2 a 18 % soit une différence de seulement 8,5 %.

Numéros de ponts	$g_0\text{ (}\mu\text{m)}$ $\pm 0,02\mu\text{m}$	Flambage suivant l'axe X $\pm 12\text{ nm}$	(e, f, i) en μm	$\Delta C_{mes}/C_{0,mes}(\%)$ à 1 V près	$V_{pi}\text{ (V)}$
2	2,20	0,48	(15,1, 34)	18,0	23,7
7	2,55	0,63	(12, 6, 37)	26,5	28,0
8	2,55	0,80	(12, 5, 37)	22,7	27,6
9	2,55	0,70	(12, 4, 37)	35,7	27,6

Tableau 12 : Mesures de pourcentage de la variation relative de capacité et de la tension de pincement pour différents numéros de ponts de surface rectangulaires sans prise en compte de la capacité parasite.

En prenant en compte la capacité parasite ($C_{mes}(V) = C(V) - C_{Para}$), nous attendons que cette variation relative augmente. Le Tableau 13 indique ainsi les variations maximales relatives de capacité ($\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$) à une tension presque égale à V_{pi} (à 1 V près) pour différents échantillons de MEMS rectangulaires, en prenant en compte la capacité parasite.

Numéros de ponts	$g_0\text{ (}\mu\text{m)}$ $\pm 0,02\mu\text{m}$	Flambage suivant l'axe X $\pm 12\text{ nm}$	(e, f, i) en μm	$\Delta C_{mes}/C_{0,mes}(\%)$ à 1 V près	$V_{pi}\text{ (V)}$
2	2,20	0,48	(15,1, 34)	21,0	23,7
7	2,55	0,63	(12, 6, 37)	31,3	28,0
8	2,55	0,80	(12, 5, 37)	26,7	27,6
9	2,55	0,70	(12, 4, 37)	42,0	27,6

Tableau 13 : Mesures de pourcentage de la variation relative pour différents numéros de ponts rectangulaires avec prise en compte de la capacité parasite.

Cette fois, nous remarquons d'après le Tableau 13 que le pourcentage relatif varie entre 21 % et 42 % à 1 V près de V_{pi} . Nous pouvons conclure que pour une surface de ponts rectangulaire avec différentes tailles de méandres, la variation de capacité relative ($\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$) avec prise en compte de la capacité est entre 3 % à 6 % plus grande que celle sans capacité parasite. Nous concluons ainsi que l'effet de capacité parasite est moins important avec le MEMS rectangulaire qu'avec le MEMS carré (10 %).

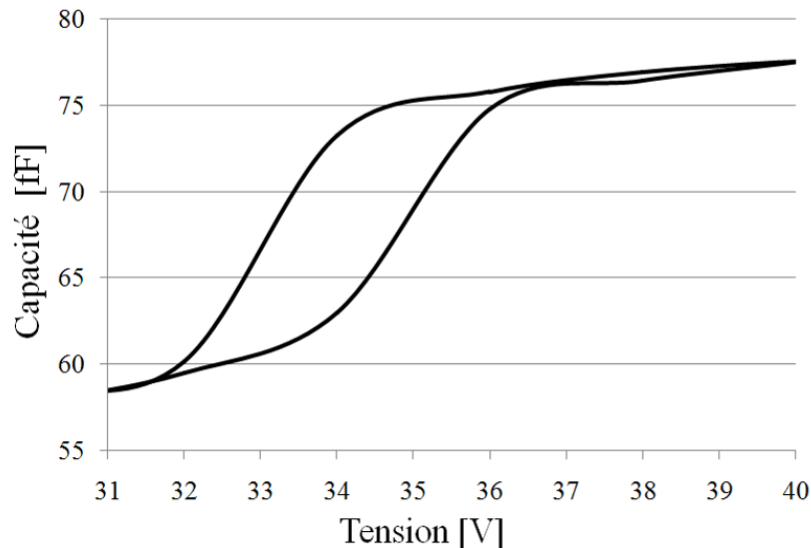


Figure 2-24: Mesures d'effet d'hystérésis pour 100 µm x 100 µm numéro 14.

Insistons maintenant sur le fonctionnement des MEMS en commutateur. Celui-ci dépend de la tension V_{pi} (Tension pull-in) et de la tension V_{po} (Tension pull-on) qui définissent une zone d'après la Figure 2-7 appelée hystérésis. Pour le MEMS carré, d'après la Figure 2-24, les mesures de $C(V)$ de l'échantillon numéro 14 montre que la zone d'hystérésis est égale à presque 3 V. Il est à noter que cette zone atteint 9 V par exemple pour l'échantillon rectangulaire numéro 7.

Nous concluons dans ce sous paragraphe que les méandres permettent d'augmenter la variation relative de la capacité pour tous les MEMS étudiés. Nous concluons aussi qu'il y a plusieurs paramètres qui affectent la tension pull-in, en particulier les dimensions des méandres (e, f, i) et le flambage initial à $V = 0$: la tension pull-in diminue lorsque les deux paramètres (e, f) diminuent et i augmente et le flambage initial est moins important pour des ponts de 100 µm x 100 µm en comparant avec ceux des ponts de surface (165 µm x 100 µm). De plus, ces MEMS rectangulaires ont un effet d'hystérésis presque égal à 9 V tandis que pour une surface carrée l'effet est seulement d'environ 3 V. Nous en déduisons qu'il est préférable de choisir pour notre modèle et pour les développements futurs des ponts qui ont des surfaces 100 µm x 100 µm.

Il reste toutefois à étudier l'effet de la température sur les propriétés de nos MEMS. Une étude sur l'effet de la température sur $C(V)$ pour des ponts ayant des surfaces (100 µm x 100 µm) sera ainsi détaillée dans le paragraphe suivant.

2.3.5 Caractérisation électrique en fonction de la température $R(T)$ et $C(V, T)$

Dans ce paragraphe des mesures de $C(V)$ en fonction de la température seront exposées jusqu'à la température de l'azote liquide (77 K). Nous n'avons pas besoin d'aller au-dessous de cette température pour voir l'effet des basses températures sur la variation de $C(V)$ car les variations mécaniques et électriques (excepté la supraconductivité du Nb) sont très faibles en dessous de 100 K à cause des impuretés résiduelles des matériaux. De plus, cela nous permet d'éviter l'usage coûteux de l'hélium liquide dans nos expériences mal adaptées thermiquement à de telles techniques cryogéniques.

Cependant il était important de vérifier la supraconductivité du dépôt de Niobium dans le dispositif de test par des mesures de sa résistance en fonction de la température, pour

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

vérifier la température critique ($T_c = 9,2$ K). Ces mesures (en deux fils) ont été faites à l'IRAM par Catherine BOUCHER.

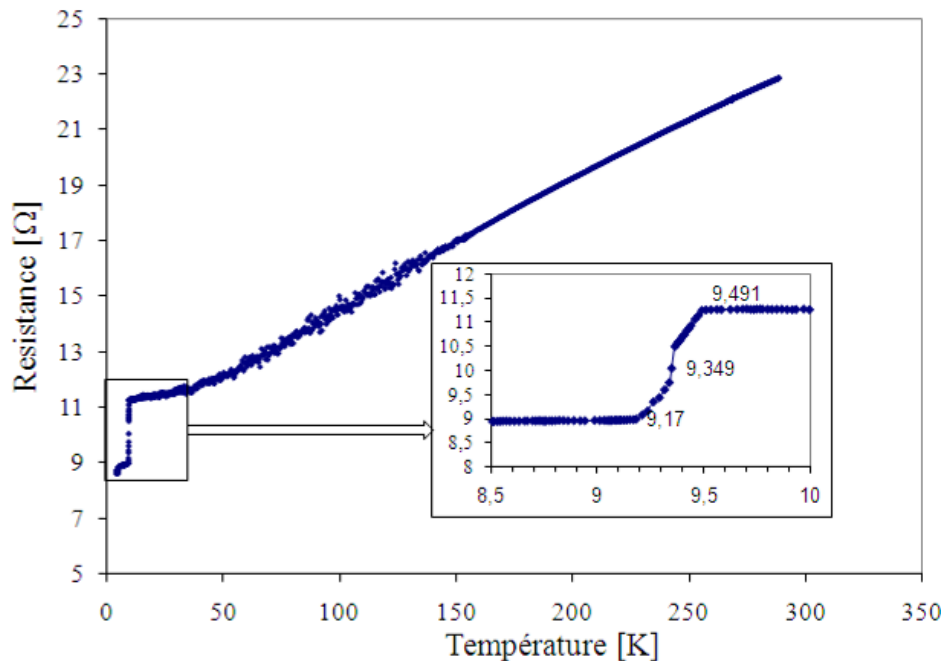


Figure 2-25: Mesures en deux fils de la variation de la résistance en fonction de la température $R(T)$ pour le Niobium déposé sur l'échantillon.

La Figure 2-25 montre que la température critique (T_c) mesurée se situe vers 9,17 K ce qui valide le fait que notre Nb est bien supraconducteur, si on suppose que les 9 Ω restants sont liés aux résistances de contact.

Pour les mesures de $C(V,T)$, nous avons utilisé la Station Cryogénique SUSS MICROTEC de l'IMEP-LAHC (Figure 2-26). C'est une station sous pointes très performante qui permet de faire des mesures électriques grâce à ses 4 pointes de test DC et des mesures radiofréquences avec ces 2 pointes RF cryogéniques 50 GHz. Au niveau cryogénique, les tests peuvent se faire jusqu'à 10 K (77 K avec de l'azote) et jusqu'à 400 K.

Il y a deux types de système de refroidissement. Le premier est un circuit fermé de refroidissement mettant en œuvre un compresseur à l'hélium couplé à un vase d'azote liquide qui permet la descente en température : la température minimale atteinte est 10 K mais, malheureusement, à cause de la grosse dimension de la chambre, le système ne peut refroidir qu'un chuck de 2". Pour des échantillons plus grands, on utilise le deuxième système de refroidissement qui est basé sur un circuit ouvert vers un vase rempli d'azote liquide (77 K mini).

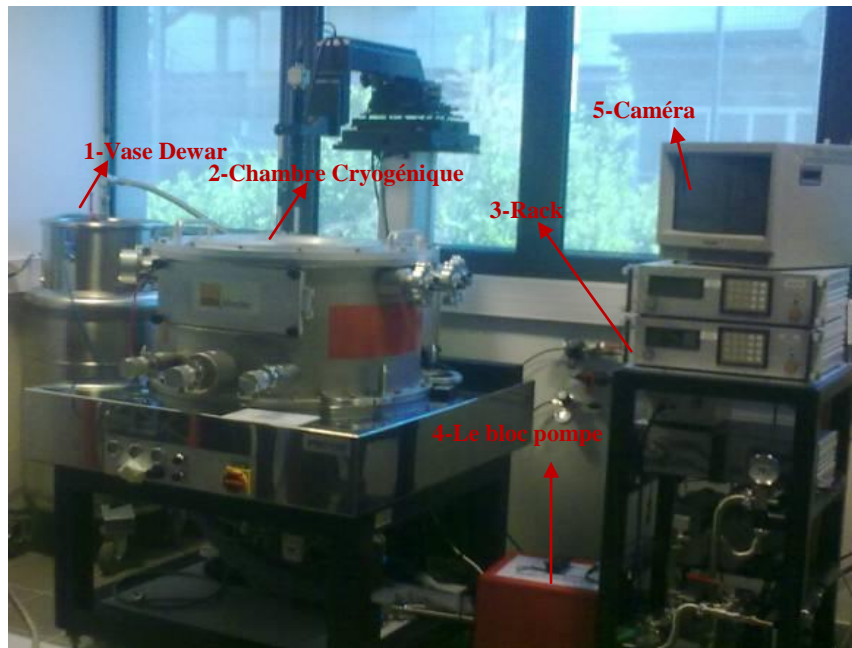


Figure 2-26: Photographie de la Station Cryogénique Suss Microtec.

La station est composée d'après la Figure 2-26 de :

- 1- Un vase Dewar.
- 2- Une grosse chambre cryogénique à l'intérieur de laquelle se trouve entre autre le support de plaque (chuck), quatre micromanipulateurs DC, deux micromanipulateurs RF et une plaque appelée shield (écran aidant au refroidissement). Cette chambre est posée sur une table pour minimiser les vibrations dues à l'environnement extérieur, permettant ainsi de préserver le dispositif ainsi que les pointes de test.
- 3- Un rack qui est constituée des deux pompes à palettes nécessaires pour le refroidissement du circuit. Un double circuit de résistances thermiques est indispensable pour maintenir le système à une température donnée en réchauffant soit le chuck, soit le shield et un bloc de capteurs de température donne la température au niveau du chuck.
- 4- Un bloc pompe qui permet de faire le vide dans la chambre cryogénique où se trouve le dispositif. Il est composé d'une bombe à palettes et d'une pompe turbo moléculaire située au-dessous de la chambre.
- 5- Une caméra qui permet de voir les pointes de test disposées sur le dispositif de test ; elle est munie de deux boutons de mise au point : un pour le zoom et l'autre pour le focus (Figure 2-27).



Figure 2-27: Image affichée de notre dispositif.

Nous avons déduit des mesures exposées au paragraphe précédent que les MEMS carrés ont des caractéristiques convenables pour une utilisation en tant que varactor ou

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

commutateur (une variation relative de capacité de l'ordre de 25 %, un flambage initial maximal de 0,2 μm et un phénomène d'hystérésis de seulement 3 V). Nous avons donc utilisé cette station cryogénique pour faire des mesures jusqu'à 150 K sur plusieurs dispositifs de test de MEMS carrés avec l'objectif de déterminer l'effet de la température sur trois facteurs : variation relative $\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$, tension de pincement V_{pi} et phénomène d'hystérésis.

La Figure 2-28 concerne des mesures de $C(V, T)$ jusqu'à une température de 150 K pour le numéro de pont 14. Ces mesures montrent que lorsque la température diminue :

- La capacité à $V = 0$ V reste constante (52 fF).
- La variation relative de capacité ne change pas (25 %).
- La tension pull-in est stable à quelque % près (34 V).
- La capacité C_{ON} diminue lorsque T diminue.
- L'effet d'hystérésis diminue (2 V).

Nous avons essayé de valider ces comportements constatés à l'aide d'une étude bibliographique.

Commençons par vérifier la première constatation, à savoir la capacité plane à $V = 0$. D'après [89], elle est définie par :

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 Wb}{g_0 + (e_{die}/\epsilon_r)}, \quad (2-5)$$

où ϵ_r est la permittivité relative de l'AIN.

D'après l'équation (2-1), les paramètres qui peuvent être influencés par la température sont la surface de pont et la permittivité relative du diélectrique. Le coefficient de dilatation thermique du Niobium étant égal à $7,3 \mu\text{m.m}^{-1}.\text{K}^{-1(7)}$, nous nous attendons à une variation de 0,7 % jusqu'à 150 K, ce qui veut dire une variation sur la longueur de presque 0,7 μm donc la surface peut être considérée comme inchangée.

La permittivité relative de l'AIN, d'après [90], est égale à $9,2 \pm 0,05$ et le coefficient thermique de la permittivité relative est égal à $1,05 \times 10^{-5}.\text{K}^{-1}$ entre 93 K et 453 K, ce qui implique une variation de presque 0,7 % donc une diminution de 0,067 sur la permittivité relative. Donc, finalement, nous déduisons une variation égale à 0,068 % sur la capacité C_0 . La variation relative de la capacité est impactée de la même manière par les deux paramètres qui peuvent être influencés par la température.

Pour la tension pull-in, deux paramètres ont une influence sur elle : le module d'élasticité du Nb et la surface du pont. Pour le module d'élasticité, d'après [91], il y a une augmentation de 3,7 % entre l'ambiante et 150 K ce qui se traduit par une augmentation de 1,8 % sur la tension pull-in et aussi la variation du module d'élasticité est expliquée dans [92].

Enfin, la diminution de la zone d'hystérésis $\Delta V = \frac{(Qe_{die})}{\epsilon_0 \epsilon_r}$ est explicable d'après [93][97] par l'effet de charge dans la couche de diélectrique. En effet, d'après ces auteurs, la densité de la répartition équivalente de charge (Q) en surface diminue lorsque la température diminue.

⁷<http://en.wikipedia.org/wiki/niobium>.

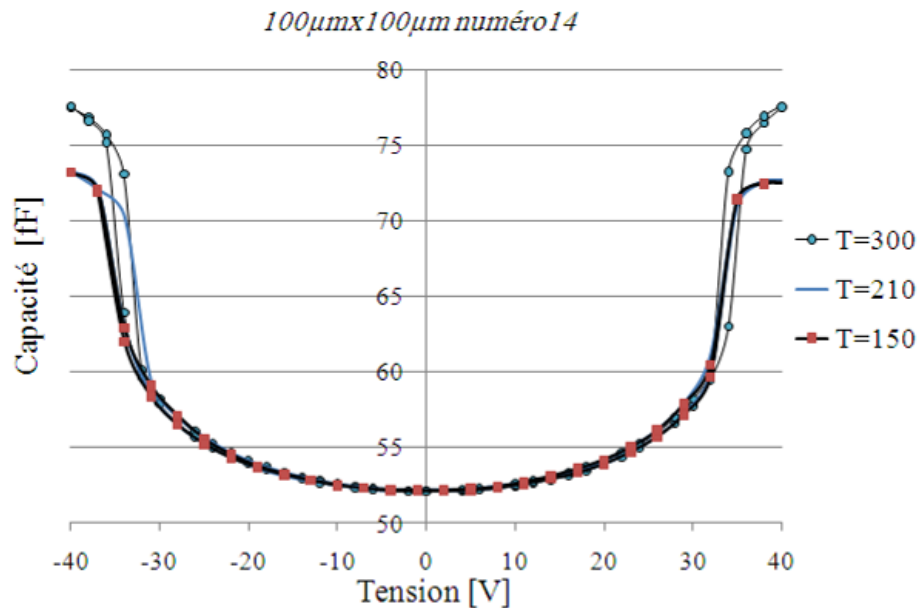


Figure 2-28: Mesures de la variation de $C(V, T)$ pour le pont 100 μ m x 100 μ m numéro 14.

Tous ces résultats sont très importants pour un MEMS utilisable comme commutateur mais il faut tout de même remarquer que, d'après les mesures, la valeur de capacité lorsque le pont se colle sur l'électrode de masse diminue de 77,5 fF (à $T=300$ K) à 72,6 fF (à $T=150$ K). Peut-être que la surface de contact entre le pont et le diélectrique diminue, mais nous n'avons pas pour l'instant d'explication à ce phénomène.

En définitive, nous avons conclu dans ce paragraphe que les basses températures semblent n'avoir aucun effet sur les caractéristiques mécaniques et sur la variation relative de la capacité avant collage (en fonctionnement varactor) pour des ponts de surface carrée. Nous pouvons donc envisager d'utiliser ces types d'échantillons comme des varactors ou des commutateurs (tension de pincement peu dépendante de la température) jusqu'à la température critique du Niobium dans un récepteur hétérodyne. De plus, l'avantage de ces dispositifs est d'avoir une faible zone d'hystérésis contrairement à beaucoup de dispositifs MEMS rencontrés dans la littérature, et une faible valeur de la tension pull-in (34 V). Le seul inconvénient de ces dispositifs est que la présence d'une capacité parasite réduit d'au moins 10 % la variation relative espérée de la capacité totale du MEMS.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une première génération de MEMS à ponts uniforme en niobium dans deux géométries différentes. Cette génération montre une variation relative maximale de capacité pour ces deux géométries égale à (10,5 %) et (12,7 %). Mais une simulation par élément finis montre l'existence de capacité parasite en parallèle avec le MEMS (16 fF, cette simulation sera détaillée dans le chapitre 3). Cette capacité parasite a pour effet de limiter la variation relative de la valeur de la capacité du varactor MEMS.

D'autre part, des mesures profilométriques, vibrométriques, aux rayons X, électriques et thermiques ont été faites sur les MEMS avec méandres de la deuxième génération dans deux géométries différentes : MEMS carrés et MEMS rectangulaires. Les mesures montrent un déplacement de pont égal à 0,2 μ m et des flambages suivants les deux axes surement dus à

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

la présence de contrainte résiduelle et d'un gradient de contrainte dans l'épaisseur de la couche de niobium. Ces flambages sont plus importants dans les MEMS rectangulaires que les MEMS carrés et ont pour effet de limiter la variation relative de la capacité, ce qui rend préférable d'utiliser les MEMS carrés à la place des MEMS rectangulaires. De plus, les mesures de $C(V)$ sur les MEMS carrés montrent l'effet des paramètres de méandres sur la tension de pincement qui varie entre 30 V et 55 V. Globalement, nous avons constaté que plus les méandres sont étroits, plus V_{pi} diminue. Ces mesures montrent aussi une variation relative moyenne de la capacité égale à 20 %.

Les mesures thermiques montrent que la température n'a aucun effet sur la variation relative de la capacité et sur la tension de pincement sur les ponts carrés. Nous concluons que ces échantillons sont fiables pour une utilisation dans un récepteur hétérodyne.

Les mesures aux rayons X ont permis de déterminer que le dépôt de niobium est de bonne qualité avec une granulosité croissante vers le haut de la membrane.

Dans le chapitre suivant, un modèle électromécanique simple sera testé sur le système de MEMS carré et ce modèle sera validé par une simulation par éléments finis sous COMSOL multiphysics. Nous pourrions par ailleurs dans ce chapitre relier la variation de la capacité à la déformation du pont, confirmer la présence d'une capacité parasite et l'hypothèse d'un gradient de contrainte. En effet, il est important d'évaluer l'impact du flambage sur le comportement électrique et l'apport des méandres par rapport au MEMS à pont uniforme.

Bibliographie : Chapitre 2

- [74] M. Schicke et al, "*Niobium SupraMEMS for Reconfigurable Millimeter Wave Filters*", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 17, No. 2, pp. 910-913, Juin 2007.
- [75] Conor O Mahony et al, "*Electromechanical Modelling of Low-Voltage RF MEMS Switches*", DTIP of MEMS & MOEMS, No 17625408, pp. 277-282, Mai 2004.
- [76] K. Schuster et M. Schicke, "*Integrated Niobium Thin Film Air Bridges as Variable Capacitors for Superconducting GHz Electronic Circuits*", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 13, No 2, pp. 135-137, Juin 2003.
- [77] J. Trivisonno et al, "*Temperature Dependence of the Elastic Constants of Niobium and Lead in the Normal and Superconducting States*", Physics Department, vol 12, No 1/2, pp. 153-169, Janvier 1973.
- [78] J. Emsley, "*The Elements*", Oxford University Press, 3rd edition, 1997.
- [79] Edmond et al, "*3D Modeling of Contact Problems and Hysteresis in Coupled Electro-Mechanics*", Micro Electro Mechanical System, IEEE, The Ninth Annual International Workshop, San Diego USA, vol 13, No 2, pp. 342-354, Avril 2004.
- [80] R.W.Herfst, P.G. Steeneken et J.Schimtz, "*Time and Voltage Dependence of Dielectric Charging in RF MEMS Capacitive Switches*", Reliability Physics Symposium IEEE International, Phoenix AZ, No 9508173, pp.417-421, Juin 2007.
- [81] S. Gorthit, A. Mohanty et A. Chatterjee, "*MEMS Parallel Plate Actuators: Pull-In, Pull-Out and Other Transistions*", Infoscience, Juin 2008.
- [82] X.Rottenberg et al, "*Distributed dielectric charging and its impact on RF MEMS devices*", 34th European Microwave Conference, vol 1, pp. 77-80, Avril 2005.
- [83] Yang Xu et N.Aluru, "*Pull-In Analysis of Nano/Microelectromechanical Switches with Defective Oxide Layers*", Applied Physics letters, vol 95, pp. 073112-1-073112-3, Août 2009.
- [84] L.-A. Rocha et al, "*Analysis and Analytical Modeling of Static Pull-In with Application to MEMS-Based Voltage Reference and Process Monitoring*", Journal of Micromechanical Systems, vol 13, No 2, pp. 342-354, Avril 2004.
- [85] J.R. Gilbert, G.K. Ananthasuresh, et S.D. Senturia, "*Micromechanical Voltage Reference Using the Pull-In of a Beam*", IEEE Instrumentation and Measurement Society, vol 50, pp. 1504 – 1507, Août 2002.
- [86] S. Timoshenko, "*Théorie des vibrations*", Librairie polytechnique Ch.Béranger, 2^{end} édition, 1954.
- [87] P. Martins, "*Caractérisation mécanique des matériaux pour les micros nanosystèmes procédés applicables aux épaisseurs submicroniques*", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2009.
- [88] J.-P.Eberhart, "*Méthodes physiques d'étude des minéraux et des matériaux solides*", Doin Éditeurs, 1976.
- [89] G. M. Rebeiz, "*RF MEMS, Theory, Design, and Technology*", Hoboken, New Jersey, John Wiley & sons Ed., 2003.
- [90] J.-S.Thorp et al, "*The dielectric properties of aluminium nitride substrates for microelectronics packaging*", Journal of Materials Sciences, vol 25, pp. 4965-4971169, 1990.

Chapitre 2 : Caractérisation des supraMEMS

- [91] P. E. Armstrong et al, "*Temperature Dependence of the Elastic Stiffness Coefficients of Niobium (Columbium)* ", Transactions of the Metallurgical Society of AIME, vol 236, pp. 1404-1408, Octobre 1966.
- [92] V.V-Schpeizman et al, "*Low-Temperature Deformation of Nanocrystalline Niobium*", Physics of the Solid state, vol 42, pp. 1066-1069, No 6, 2000.
- [93] X. Yuan et al, "*Temperature Acceleration of Dielectric Charging in RF MEMS Capacitive Switches*", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 47-50, 2006.
- [94] R. Daigler et al, "*Dependence of dielectric charging on film thickness and deposition*", IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Macau, pp. 1-4, 16-20 Dec. 2008.
- [95] G. Papaioannou et al, "*Temperature Study of the dielectric Polarization Effects of Capacitive RF MEMS Switches*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol 53, No 11, Novembre 2005.
- [96] J.-J. Ruan, "*Analyse et modélisation de l'impact des décharges électrostatiques et des agressions électromécaniques sur les micros mutateurs microondes (MEMS RF)*", Thèse de doctorat, Toulouse, soutenue le 2 Juillet 2010.
- [97] Prasad S. Sumant et al, "*A Compact Model for Dielectric Charging in RF MEMS Capacitive Switches*", Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 19(2), pp. 197-203, Aout 2008.

Chapitre 3 :
MODELISATION ELECTROMECHANIQUE
DE SUPRAMEMS

Chapitre 3 : Modélisation électromécanique de SupraMEMS

3.1 Introduction

Comme nous l'avons décrit dans l'introduction générale, les problèmes de réjection de la fréquence image dans les systèmes de radiodétection et celui de l'adaptation large bande peuvent être en partie résolus grâce à l'utilisation de capacités accordables.

La seule technologie qui permette un fonctionnement à la fois aux températures cryogéniques et aux fréquences de l'ordre de la centaine de GHz, est celle des MEMS supraconducteurs à air comme il a été présenté dans le chapitre 1. La variation de ces capacités à gap d'air est obtenue en appliquant une tension électrique entre la ligne et le pont : il s'agit d'une commande électrostatique. Ces capacités accordables supraconductrices sont réalisées à partir de niobium. Nous les nommons « SupraMEMS ». Ce chapitre a pour but d'étudier la déformation mécanique de ces SupraMEMS sous l'action d'une force électrostatique.

Ce chapitre présente une modélisation électromécanique pour deux générations de SupraMEMS : MEMS à ponts uniforme et MEMS avec méandres.

- La première génération (MEMS à ponts uniforme) est géométriquement assez simple puisqu'il s'agit seulement de ponts parallélépipédiques suspendus au-dessus d'un ruban et reliés à des plots de contacts par des flancs de même largeur.
- La deuxième génération (MEMS avec méandres), est de conception mécanique plus complexe puisque le pont de niobium est dorénavant suspendu au travers de quatre ressorts mécaniques (un à chaque coin) nommés « méandres ».

Ce chapitre se divise en quatre parties :

La première partie est consacrée à la validation d'un modèle simple de capacité plane de la déformation d'un MEMS à pont uniforme et de MEMS avec méandres lorsque nous appliquons une tension V non nulle. La pertinence du modèle de capacité plane déformable sera testée en tenant compte de la capacité parasite dans le substrat. Une constante de raideur globale équivalente pour chaque MEMS sera déduite. Cependant cette constante reste à relier aux propriétés géométriques des MEMS.

Pour cela la deuxième partie est dédiée à la vérification d'un modèle de constante de raideur k_m des méandres à partir de leurs paramètres géométriques et physiques.

La troisième partie a pour but de confirmer les valeurs des paramètres physiques déduits précédemment à l'aide de simulations par éléments finis 3D pour les MEMS de la deuxième génération (COMSOL Multiphysique).

Une analyse critique des résultats obtenus dans ce chapitre sera présentée en conclusion.

3.2 Modèle de capacité plane

L'objectif de ce paragraphe est de tester la pertinence d'un modèle simple pour décrire l'évolution de la capacité en fonction de la tension appliquée $C(V)$. Le postulat de base repose sur le fait que, lorsqu'une différence de tension V est appliquée entre une poutre constituant l'électrode supérieure et une électrode de masse inférieure, une force électrostatique est induite sur la poutre (Figure 3-1). Cette force déforme l'électrode supérieure et donc la capacité équivalente au dispositif.

Le modèle mécanique de capacité plane déformable a été proposé par Rebeiz dans [98]. En notant la largeur du pont par b et la longueur de l'électrode de masse par W (voir Figure 3-1), l'expression $C(V)$ de la capacité équivalente au MEMS est définie par :

$$C(V) = \varepsilon_0 \frac{W.b}{g} \quad (3-1)$$

où g est la hauteur entre la poutre et l'électrode basse. Cette hauteur dépend de la tension appliquée entre les électrodes. En l'absence de tension ($V = 0$), la hauteur est égale à g_0 et la capacité est nommée C_0 .

A l'équilibre mécanique, la force électrostatique F_e est opposée et égale à la force mécanique de rappel du dispositif F_m (Figure 3-1). Les travaux respectifs de ces deux forces sont nommés W_e et W_m . Une expression du travail de ces forces en fonction de la variation de la hauteur du gap a été proposée dans [99] :

$$dW_t = dW_e - dW_m = (V.dq) - (F_e.dg_e) \quad (3-2)$$

où q représente la quantité de la charge accumulée dans la capacité, F_e est la force électrostatique

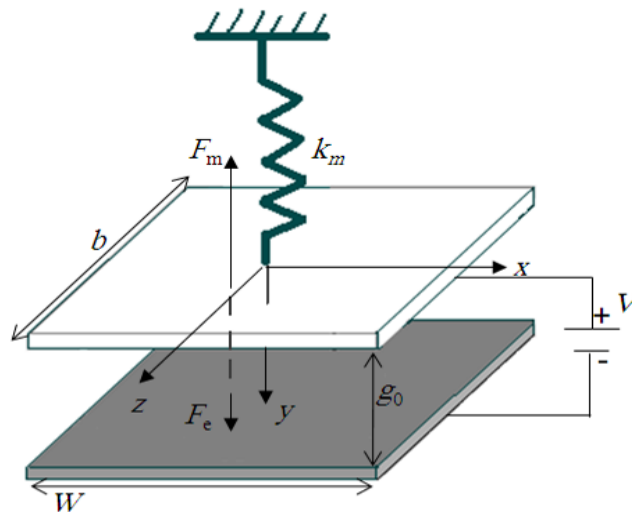


Figure 3-1: Schéma du dispositif à plaques parallèles avec V est la différence de tension entre l'électrode supérieure et une électrode de masse inférieure.

Chapitre 3 : Modélisation électromécanique de supraMEMS

L'équation de l'énergie potentielle électrostatique bien connue est la suivante :

$$W_e = \frac{1}{2} C(V).V^2 \quad (3-3)$$

Alors la force électrostatique pour une capacité plane qui peut être exprimée par :

$$F_e = \frac{\partial W_e}{\partial g} = -\frac{1}{2} \varepsilon_0 \frac{b.W}{g^2} V^2 \quad (3-4)$$

Le comportement mécanique de la poutre peut être modélisé par un ressort avec une constante de raideur k_m comme proposé dans [98]. Ceci induit qu'une force mécanique F_m de rappel est exercée par le pont. Elle est schématisée sur la *Figure 3-1*. Cette force, opposée à F_e , est définie par :

$$F_m = -F_e = k_m (g_0 - g) = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \frac{b.W}{g^2} V^2 \quad (3-5)$$

De cette équation, nous pouvons alors déduire une relation entre la hauteur du gap d'air g et la tension appliquée V .

$$g^3 - g_0 \cdot g^2 + \frac{1}{2k_m} \varepsilon_0 b.W.V^2 = 0 \quad (3-6)$$

Ceci conduit à l'expression de la tension en fonction du gap d'air :

$$V = \sqrt{\frac{2k_m}{\varepsilon_0 b.W} g^2 (g_0 - g)} = V_k \cdot \sqrt{\left(\frac{g}{g_0}\right)^2 \left(1 - \frac{g}{g_0}\right)} = V_k \sqrt{\alpha(1-\alpha)^2}, \quad (3-7)$$

avec $\alpha = 1 - g/g_0$ et la tension V_k définie par

$$V_k = \sqrt{\frac{2k_m \cdot g_0^3}{\varepsilon_0 b.W}} = \sqrt{\frac{2k_m}{C_0}} g_0 \quad (3-8)$$

L'évolution de la tension normalisée V/V_k en fonction du déplacement relatif α d'un MEMS à plaques parallèles est représentée sur la *Figure 3-2*. Nous observons que, pour une même tension V , il existe deux solutions mathématiques pour la position g de la poutre. Par exemple, pour la tension V égale à 20 % de V_k , nous obtenons $\alpha = 0,04$ ou $0,77$ ce qui correspond à une déformation respective de 96 % ou 23 % de g_0 .

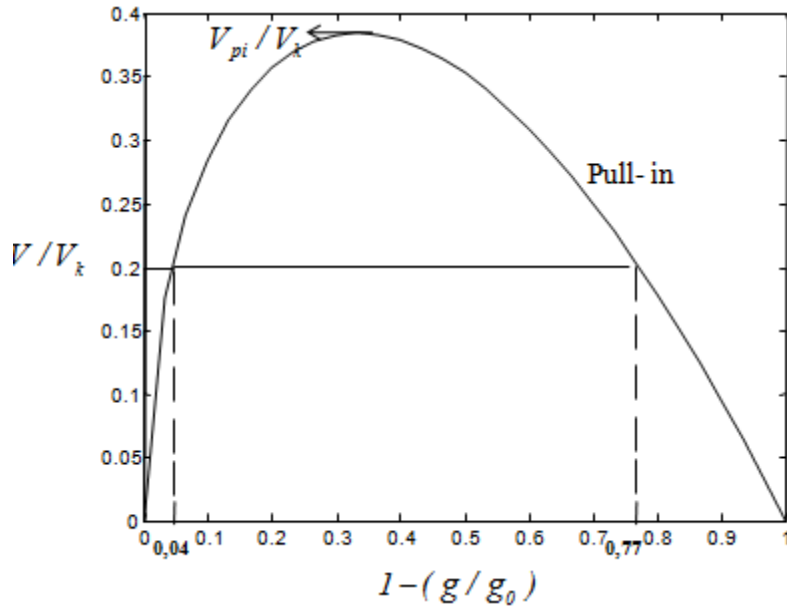


Figure 3-2: Evolution de la tension normalisée V/V_k en fonction de α .

Physiquement, le pont va se déformer sous l'action de la tension V jusqu'à une valeur limite. Cette valeur correspond au maximum de la courbe de la Figure 3-2. Au delà de cette déformation limite le pont suspendu va venir se coller sur l'électrode basse et le gap g sera alors nul : ce phénomène est nommé « Pull-in ». Les positions en deçà du maximum de tension, notée V_{pi} , sont donc des positions instables du pont. La déformation limite g_{pi} avant le phénomène de « Pull-in » est obtenue par simple dérivation de l'équation de $V(g)$ et correspond à la condition :

$$g_{pi} = \frac{2}{3} g_0 \text{ ou } \alpha_{pi} = \frac{1}{3} \quad (3-9)$$

A partir de ce modèle simple de capacité plane, il est possible de déduire que seule une variation sur 33 % de la hauteur du gap (entre g_0 et $2/3 g_0$) est envisageable pour ce dispositif à plaques parallèles. Ceci implique que la valeur maximale de la capacité du MEMS ne pourra pas dépasser $C_{\max} = \frac{3}{2} C_0$ sans risque de voir le pont se coller sur l'électrode inférieure du fait du phénomène de « Pull-in ». La variation relative de capacité d'un dispositif ne peut donc pas dépasser $\left(\frac{\Delta C}{C_0} \right)_{\max} = 50 \%$.

Dans ces conditions, la tension de « Pull-in » V_{pi} est égale à

$$V_{pi} = \sqrt{\frac{8.k_m.g_0^3}{27.\epsilon_0.b.W}} = \frac{2}{3\sqrt{3}}.V_k = 38,5\%.V_k \quad (3-10)$$

Si la variation de g se limite à l'intervalle $[g_0 - 2/3 g_0]$, il est alors possible à partir de l'expression (3-6) d'en déduire l'équation polynomiale du troisième ordre entre C et V normalisés suivante :

$$\left(\frac{V}{V_k}\right)^2 = \left(\frac{C_0}{C}\right)^2 \left(1 - \frac{C_0}{C}\right) \quad (3-11)$$

Elle peut se réécrire sous la forme de Cardan qui suit

$$\left(\frac{C}{C_0}\right)^3 - \left(\frac{V_k}{V}\right)^2 \left(\frac{C}{C_0}\right) + \left(\frac{V_k}{V}\right)^2 = 0 \quad (3-12)$$

Dans le cas d'un MEMS à plaques parallèles le discriminant $\Delta = \left(\frac{V_k}{V}\right)^4 \left(1 - \frac{4}{27} \left(\frac{V_k}{V}\right)^2\right)$ est négatif puisque $\frac{V_k}{V} \leq \frac{V_k}{V_{pi}} = \frac{3\sqrt{3}}{2}$

Les solutions de Cardan sont alors de la forme pour $n = 1, 2$ et 3 :

$$\left(\frac{C}{C_0}\right)_n = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_k}{V}\right) \cos \left(\frac{1}{3} \arccos \left(-\sqrt{\frac{27}{4}} \left(\frac{V}{V_k}\right) \right) + \frac{2n\pi}{3} \right) \quad (3-13)$$

La seule solution qui soit positive est obtenue pour $n = 2$ et cette solution s'écrit

$$\left(\frac{C}{C_0}\right) = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_k}{V}\right) \sin \left(\frac{1}{3} \arcsin \left(\frac{3\sqrt{3}}{2} \left(\frac{V}{V_k}\right) \right) \right) \quad (3-14)$$

Une forme plus simple en fonction de V_{pi} est

$$\left(\frac{C}{C_0}\right) = 3 \left(\frac{V_{pi}}{V}\right) \sin \left(\frac{1}{3} \arcsin \left(\frac{V}{V_{pi}} \right) \right) \quad (3-15)$$

De cette expression nous déduisons l'évolution de la caractéristique $C(V)$ obtenue dans le cadre d'un modèle de capacité plane.

La Figure 3-3 décrit l'allure de cette capacité normalisée par C_0 en fonction de la tension normalisée par rapport à V_k .

Toutefois la forme analytique de $C(V)$ reste peu exploitable. Elle peut être approximée par la fonction polynomiale suivante avec une erreur inférieure à 3 % jusqu'à 95 % de V_{pi}

$$\left(\frac{C}{C_0}\right) = 1 + 0,0975 \left(\frac{V}{V_{pi}}\right)^2 + 0,2 \left(\frac{V}{V_{pi}}\right)^4 \quad (3-16)$$

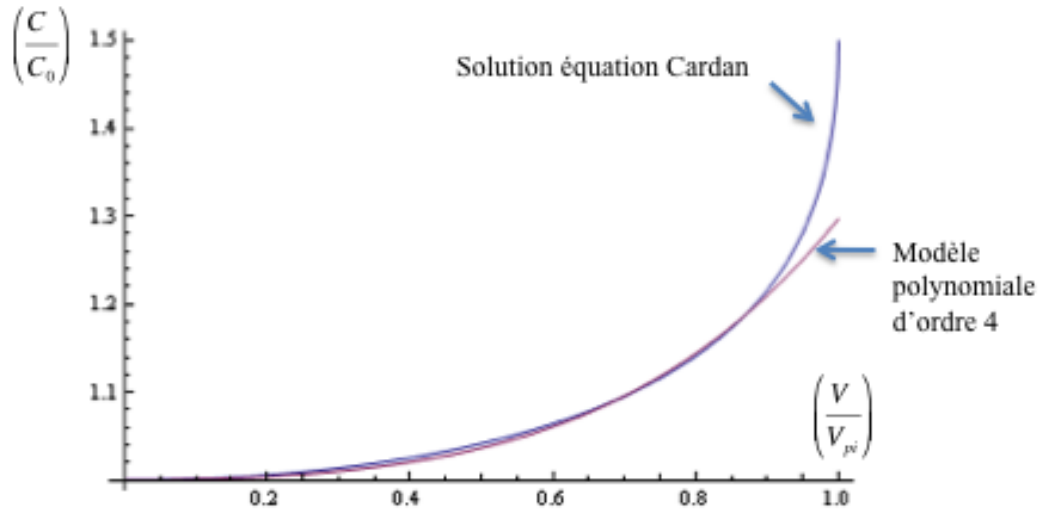


Figure 3-3: Evolution de la capacité normalisée $C(V)/C_0$ en fonction de la tension normalisée V/V_{pi} .

3.2.1 MEMS à ponts uniforme

Dans cette partie, nous allons tester la pertinence du modèle de capacités planes déformables, au cas des MEMS à ponts uniforme dont les mesures ont été présentées dans le chapitre 2 en tenant compte de la capacité parasite.

La première génération de MEMS peut être identifiée à une poutre à double encastrement si nous supposons que les flancs ne bougent pas. Si le fonctionnement de la structure MEMS est limité à de petits allongements de la membrane, le comportement mécanique de la poutre peut être modélisé par un ressort avec une constante de raideur k_m constante. Nous pouvons donc en déduire d'après cette approche que la poutre à double encastrement peut être remplacée par un condensateur à plaques parallèles dont l'une des armatures se déplace sous l'effet d'une force électrostatique (Figure 3-4).

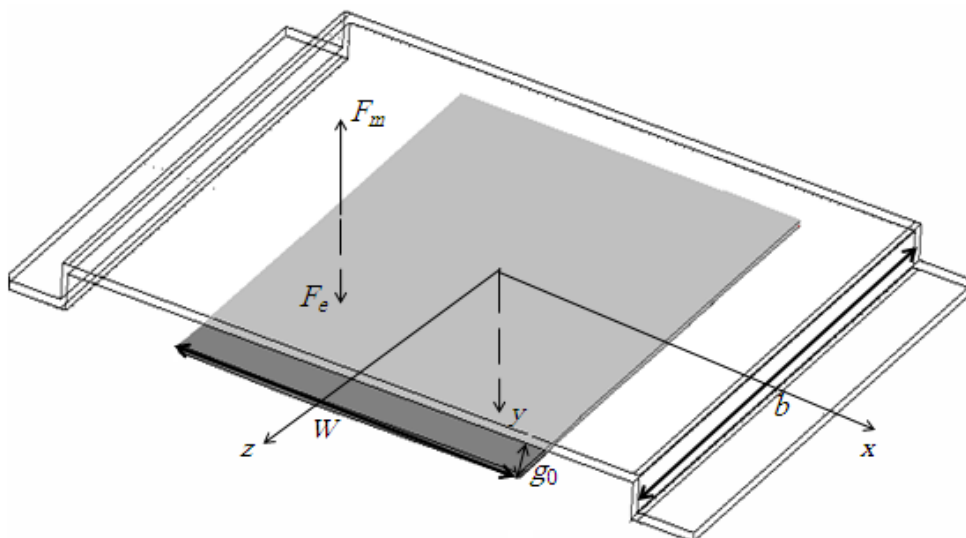


Figure 3-4: Schéma du MEMS en pont (double encastrement) avec F_e la force électrostatique.

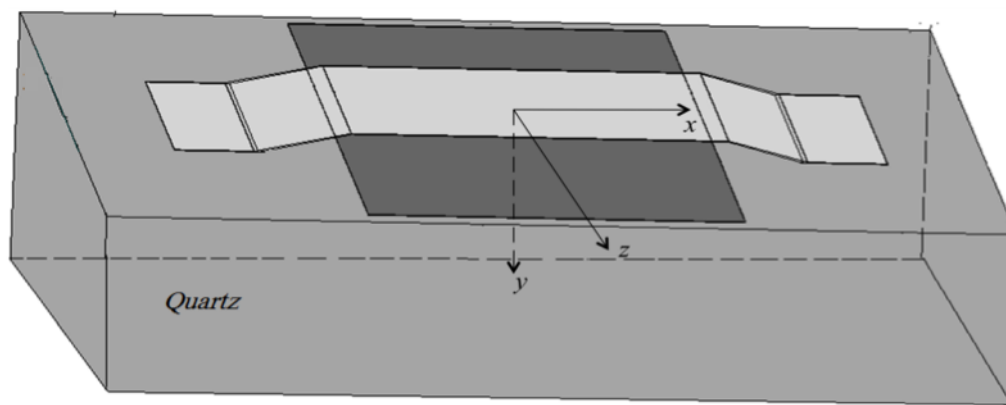
Chapitre 3 : Modélisation électromécanique de supraMEMS

Nous avons démontré au chapitre 2 la présence d'une capacité parasite entre les deux électrodes en plus de l'effet capacitif introduit par le MEMS.

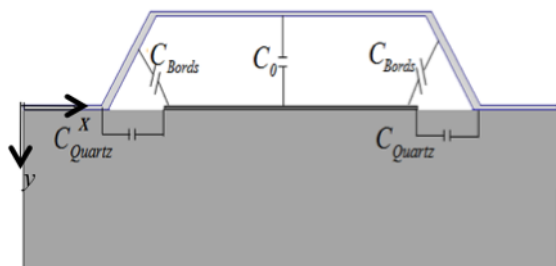
Ne disposant pas d'échantillon pour cette génération de MEMS, nous n'avons pas pu procéder aux mesures de ces capacités parasites. Cependant, ces capacités parasites ont été mises en évidence à l'aide de simulations numériques.

A l'aide du logiciel COMSOL, nous avons pu mettre en évidence l'existence de cette capacité parasite C_{Para} .

Elle résulte de la somme de trois contributions capacitives : capacités des flancs du pont suspendu (C_{Bords}), capacité du substrat (C_{Quartz}) et la capacité du ruban central (C_{Masse}) (Figure 3-5).



a) MEMS avec le substrat de quartz



b) coupe dans le plan (x,y) du MEMS pour introduire les capacités parasites de bords et le quartz .



c) coupe dans le plan (y,z) du MEMS pour introduire les capacités parasites de masse.

Figure 3-5 : Schémas des différentes capacités contribuant à la capacité parasite totale.

Pour estimer chacune de ces contributions, quatre géométries différentes ont été successivement simulées. Les paramètres géométriques choisis correspondent à ceux du MEMS dont la mesure de capacité C_{min} est égale à 33 fF.

Des structures en 2D et 3D en utilisant l'option « Electrostatique » du module « MEMS » de COMSOL ont été utilisées. La résolution de l'équation de Poisson a permis de remonter à la valeur de la capacité parasite liée à chaque structure :

- une structure simple de poutre à double encastrement en 2D pour obtenir la capacité C_0 originelle sans autre contribution,
- une structure de type MEMS en 2D (influence des flancs C_{Bords}) voir Figure 3-6 deux autres structures en 3D (détaillées Figure 3-7) ont permis de déterminer l'influence de la masse et le quartz (C_{Masse} et C_{Quartz}).

La Figure 3-6 décrit la distribution du champ électrique obtenue lors de la simulation d'un MEMS avec des flancs. Nous pouvons remarquer une extension de la distribution du champ en direction des flancs par rapport à une capacité plane. Pour cet exemple, les effets capacitifs des bords liés aux dimensions géométriques (C_{Bords}) représentent 6 % soit environ 1 fF par rapport au 16 fF de la capacité plane C_0 .

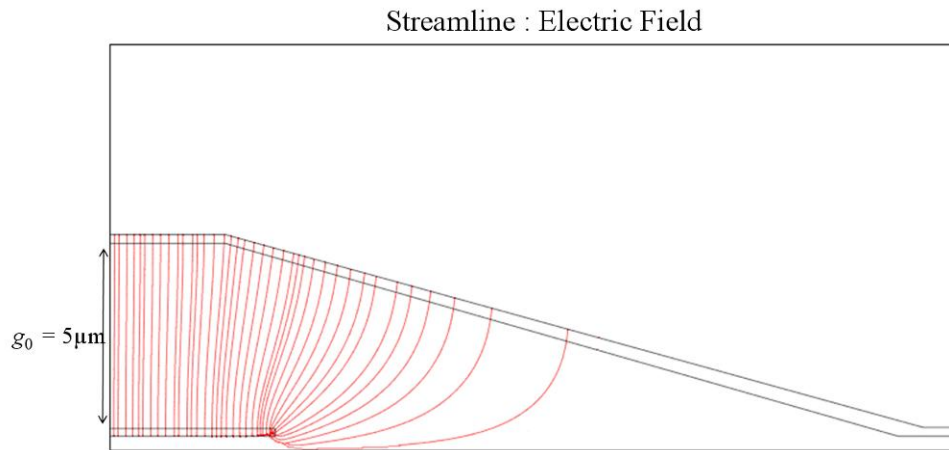
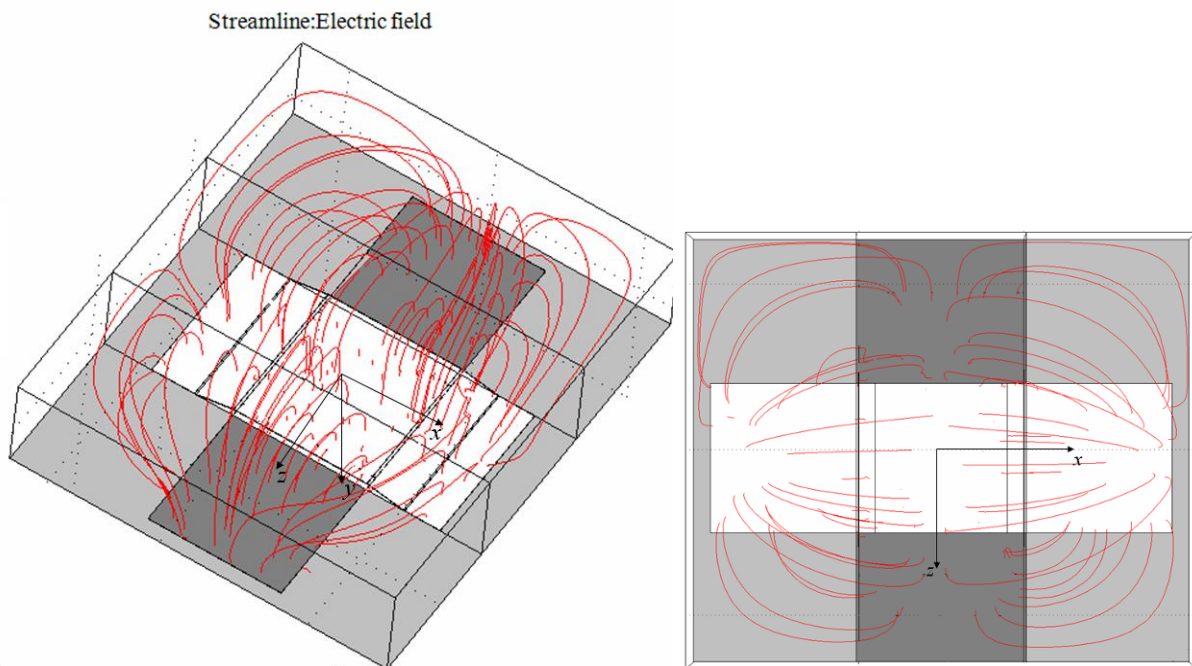


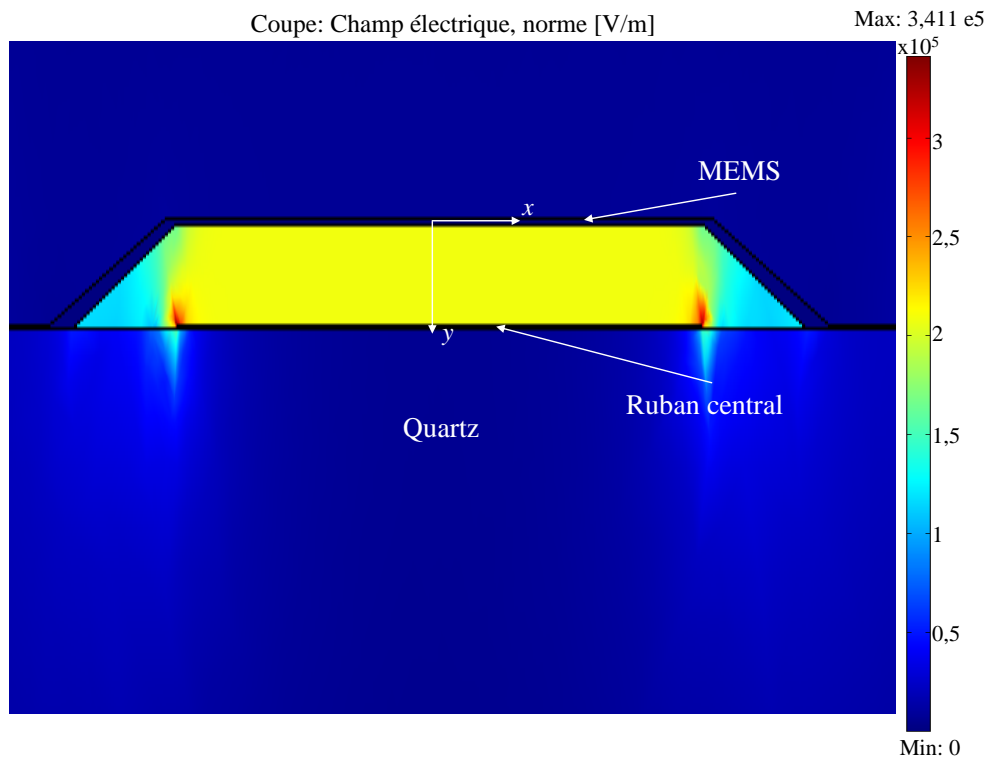
Figure 3-6 : Un quart MEMS en 2D pour déduire la valeur de la capacité parasite des bords.

La Figure 3-7 représente deux descriptions 3D du MEMS. Sur la Figure 3-7 (a,b), nous pouvons observer la distribution du champ électrique en négligeant l'effet du substrat (pas de champ dans le substrat). Ce résultat permet d'obtenir la capacité parasite liée à l'effet de bord suivant la profondeur (axe z). A l'aide de l'équation de Poisson, nous obtenons une valeur de l'ordre de 3 fF à comparer au 16 fF de la capacité plane C_0 .



a) MEMS à ponts uniforme en 3D sans prise en compte du substrat

b) Vue de dessus de la ligne de champ électrique du schéma a)



c) Coupe de MEMS à ponts uniforme suivant le plan (x,y) prise en compte du substrat

Figure 3-7 : Schémas des champs électrostatiques dans les différentes structures de MEMS à ponts uniforme simulées pour déterminer la capacité parasite.

Enfin pour la dernière simulation, Figure 3-7 (c) les effets du substrat de quartz sont pris en compte. Nous pouvons observer que le champ n'est pas cantonné au gap entre les deux électrodes mais qu'il existe un champ électrique dans le substrat (par exemple aux extrémités du ruban central). Cette contribution conduit à une capacité parasite de substrat C_{Quartz} d'environ 12,4 fF (à comparer au 16 fF attendue pour une capacité plane).

Tous les détails sur les conditions aux limites des sous-domaines que nous avons choisies lors des simulations avec le logiciel COMSOL sont décrits dans l'annexe A.

Ces simulations ont permis de mettre en évidence une capacité parasite de substrat C_{Quartz} de l'ordre de 12,4 fF, C_{Masse} de 3 fF et C_{Bords} de 1 fF. Nous obtenons donc une capacité parasite totale d'environ $C_{Para} = 16,4$ fF qui vient s'ajouter au $C_0 = 16$ fF de la capacité plane. Ces résultats permettent de justifier la valeur de capacité mesurée dans le chapitre 2 à environ $C_{min} = 32,4$ fF.

Pour tester la pertinence du modèle de capacités planes déformables en tenant compte de la capacité parasite, nous avons appliqué une méthode dont le principe est le suivant : à partir de la variation de la capacité du MEMS (nommée $(C(V) - C_{min})/C_{min}$) pour une tension donnée V (les dimensions du MEMS sont connues) nous pouvons déduire de l'équation de la capacité plane (3-1) la variation relative de la hauteur du gap (ou du paramètre α) et la valeur nécessaire du gap d'air g .

$$\alpha = -\frac{\Delta g}{g_0} = \frac{(C(V) - C_{\min}) / C_{\min}}{1 + \left((C(V) - C_{\min}) / C_{\min} \right)} \quad (3-17)$$

Enfin en réintroduisant la valeur α dans l'expression , (3-7)
il est possible d'estimer la tension V_k pour chaque point de tension mesurée. Enfin, à l'aide de l'expression (3-8), nous déduisons la valeur de la constante de raideur k_m introduite dans le modèle de Rebeiz ainsi que la tension V_{pi} (avec (3-10)).

Nous avons appliqué cette méthode aux mesures de $C(V)$ obtenues pour le MEMS (+) et données dans le chapitre 2. De plus, nous avons supposé que la somme des capacités parasites (C_{Para}) est quasiment indépendante des déformations du pont. Dans ce cas, le modèle du varactor et la méthode de détermination des constantes V_k , V_{pi} et k_m sont appliqués sur les capacités planes définies par $C_{mes}(V) = C(V) - C_{Para}$ et $C_{0,mes} = C_{\min} - C_{Para}$. La procédure pour obtenir les valeurs V_k , V_{pi} et k_m est détaillée sur la Figure 3-8.

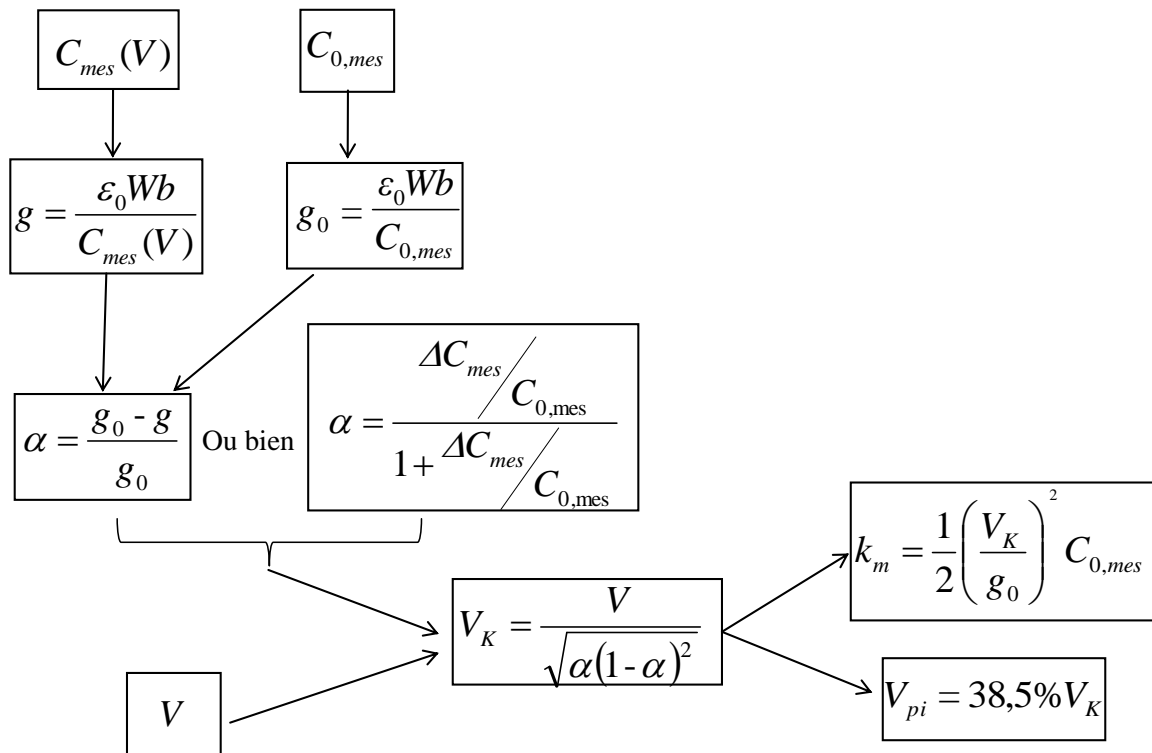


Figure 3-8 : Procédure pour déterminer k_m et V_{pi} à partir de $C_{mes}(V)$, $C_{0,mes}$ et V .

Pour plusieurs points de mesures de 0 V à 60 V, les résultats obtenus pour les tensions V_k , V_{pi} et pour la raideur k_m sont rassemblés dans le tableau ci-dessous (Tableau 14).

V (enV)	C_{mes} (fF)	ΔC_{mes} (fF)	$\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$	$g(\mu m)$	α	V_k (V)	k_m (N/m)	V_{pi}
0	16,0	0,00	0 %	5,00				
20	16,2	0,15	0,9 %	4,94	1,2 %	182	10,58	70,2
30	16,6	0,50	3,1 %	4,82	3,6 %	164	8,54	63,0
40	17,0	1,00	6,3 %	4,71	5,9 %	175	9,78	67,5
48	17,8	1,80	11,3 %	4,49	10,1 %	168	8,98	64,7
50	18,4	2,40	15,0 %	4,35	13,0 %	159	8,08	61,3
55	19,3	2,70	17,0 %	4,30	14,0 %	171	9,31	65,8
58	19,6	3,40	21,3 %	4,13	17,4 %	168	9,04	64,9
60	20,1	4,10	25,6 %	3,98	20,4 %	167	8,87	64,3

Tableau 14 : Tensions V_k , V_{pi} et raideurs k_m obtenues à partir du MEMS à ponts uniforme dont les mesures sont présentées dans le chapitre 2 en tenant compte de la capacité parasite

C_{Para} .

Grâce à la documentation sur les appareils, nous avons pu estimer les incertitudes de mesures des capacités sont à 0,5 fF par rapport à C_{mes} . De même, les mesures de tension V sont à 0,2 V près. Par exemple pour une tension égale à 40 V, l'estimation de α à partir des mesures $C(V)$ entachées d'erreur de mesure maximale d'environ 3 %. Cette erreur sur la déformation relative induit une erreur sur l'estimation de V_k d'environ 16 % (nous rappelons que $V_k = V / \sqrt{\alpha(1-\alpha)^2}$). Ce qui conduit à une erreur de δk_m de l'ordre de 30 % sur la valeur

de la raideur k_m (rappel $k_m = \frac{C_0 \cdot V_k^2}{2 \cdot g_0^2}$).

Nous voyons que les incertitudes de mesures conduisent à des erreurs entre α et k_m qui ont quasiment décuplé.

La Figure 3-9 décrit les évolutions extrêmes (ou plage d'incertitude) de la constante de raideur en fonction de la tension lorsque nous prenons en compte les incertitudes de mesures sur les capacités mesurées (0,5 fF) et sur la tension (0,2 V). La fiabilité du calcul de la raideur nécessite une variation ΔC nettement supérieur à l'incertitude de 0,5 fF qui entache les capacités dont elle constitue la différence. La valeur de la raideur k_m sera donc calculée à partir des valeurs les plus élevées de ΔC . Elle est estimée à environ 9 N/m.

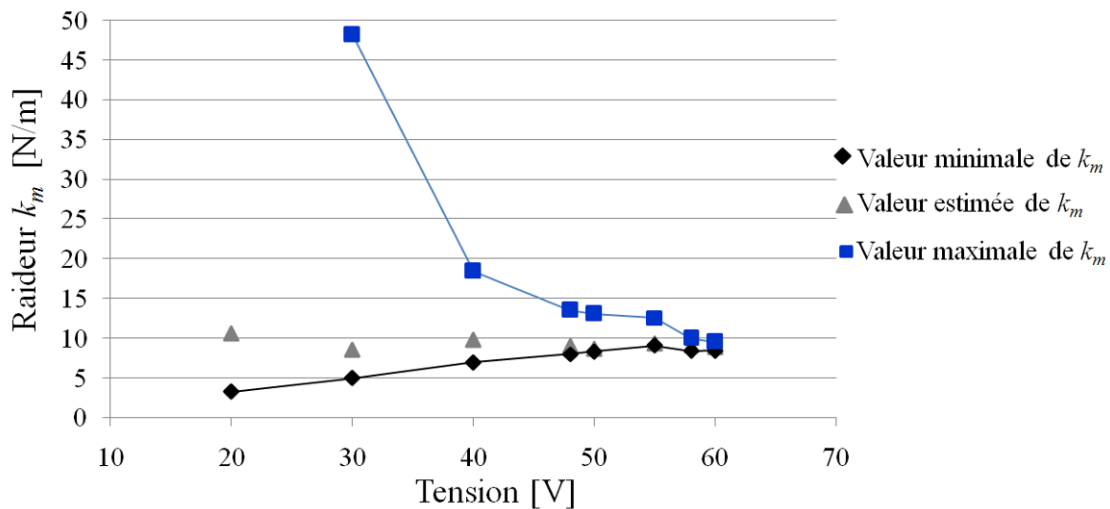


Figure 3-9 : Valeurs extrêmes (\diamond, \square) dues aux incertitudes de mesures et moyenne de la raideur k_m

D'après les deux derniers points, la valeur moyenne pour la tension de pincement V_{pi} est d'environ 64,6 V. D'après le Tableau 14, la variation relative maximale du gap α peut être estimée à environ 20,4 % (La théorie prévoit 33 % au maximum (3-9)). Compte tenu des grandes incertitudes sur les mesures, ces dernières ne permettent pas de conclure sur la validité ou non du modèle de capacité « plane » dans le cas des MEMS de première génération.

Ce modèle de capacité « plane », même simple, ne décrit pas de manière réaliste le comportement électromécanique d'une poutre bi-encastée. En effet, la déformation du film mince sous l'effet de la tension ne correspond pas à celle d'une capacité plane comme le prévoit la Figure 3-10.

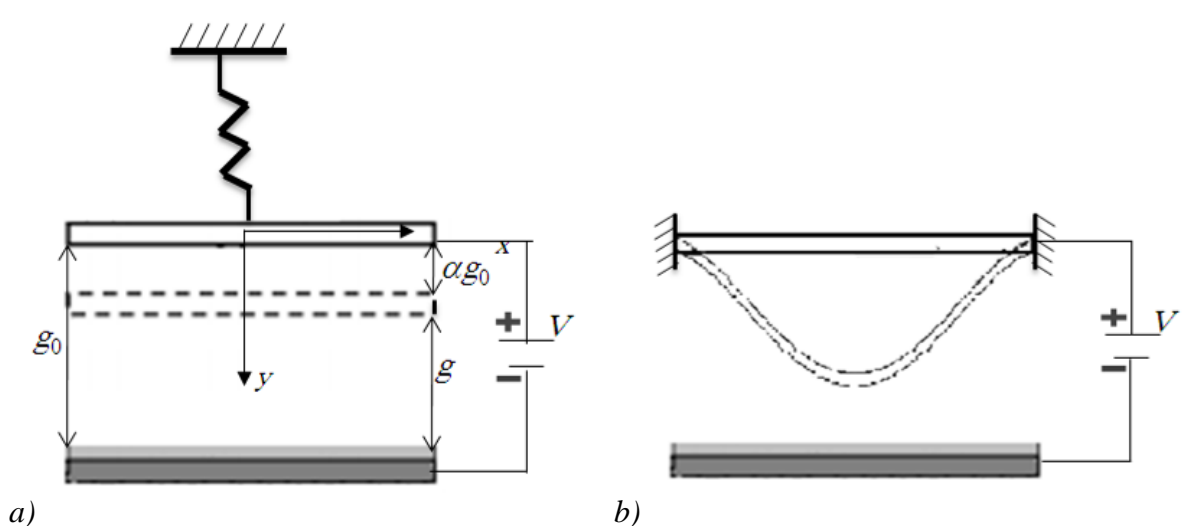


Figure 3-10 : Schéma d'une poutre bi-encastée modélisée par une capacité plane a) et celui de la déformation supposée de l'électrode supérieure de la poutre bi-encastée sous l'effet de la force électrostatique b)

Une analyse plus approfondie n'est pas nécessaire dans la mesure où cette génération de MEMS est obsolète du fait de sa grande sensibilité aux déformations initiales. Elle a été

remplacée par une seconde génération dont nous allons faire la modélisation dans le paragraphe suivant. Compte tenu du comportement attendu pour ces MEMS à méandres, plus proche d'un comportement de capacité plane (déformation limitée principalement aux méandres), le modèle de capacité plane présenté précédemment est testé en priorité.

3.2.2 MEMS avec méandres

Dans cette partie, nous allons tester la pertinence du modèle de la capacité plane sur les échantillons $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$ du MEMS avec méandres (de la deuxième génération), en tenant compte de la capacité parasite.

Le principe de la méthode utilisée a été détaillé dans le paragraphe de MEMS à ponts uniforme.

Nous avons appliqué cette méthode aux mesures de $C(V)$ obtenues dans le chapitre 2. Lors de ces mesures 16 échantillons de MEMS avec méandres avaient été testés avec des paramètres géométriques des méandres différents (e, f et i).

Des mesures de profilométrie optique présentées au chapitre 2 ont également démontré l'existence d'un flambage à l'équilibre plus ou moins important suivant les MEMS testés. Pour voir si l'effet de flambage présente un impact sur la pertinence de modèle de capacité plane nous avons donc choisi les deux MEMS à flambage extrême. Le premier est le MEMS qui présente le plus faible flambage : l'échantillon numéro 11 avec un flambage du film de 3% seulement. Le second est celui qui présente le plus fort flambage soit l'échantillon numéro n° 3 avec un flambage de 7,8 %. Leurs capacités respectives C_{min} ont été mesurées tenant en compte des corrections de mesures.

Comme précédemment pour les MEMS à pont uniforme, nous avons supposé que la somme des capacités parasites (C_{Para}) est indépendante des déformations du pont. Dans ce cas, normalement, les capacités mesurées pour appliquer le modèle seront $C_{mes}(V) = C(V) - C_{Para}$. La capacité parasite du substrat ($C_{Quartz} = 14\text{ fF}$) a pu être mesurée entre les deux électrodes grâce à la présence d'un MEMS « cassé » (c'est à dire que le pont s'est décollé et a pu être enlevé). Les capacités parasites C_{Mass} et C_{Bords} sont supposées du même ordre de grandeur que celles simulés pour un MEMS à pont uniforme vu dans le paragraphe 3.2.1. Ces capacités parasites ont été par ailleurs validées par des simulations à l'aide du logiciel COMSOL.

Pour plusieurs points de mesures entre 0 et 40,4 V, les résultats obtenus pour les tensions V_k , V_{pi} et pour la constante de raideur k_m , à l'aide du modèle de capacité plane, sont rassemblés dans le Tableau 15. Pour pouvoir appliquer le modèle de capacité plane, nous devons ramener le pont flambé à un pont équivalent moyen plan. De ce fait, le gap g_0 utilisé dans cette méthode pour les deux échantillons est déduit de l'expression $g_0 = \frac{\epsilon_0 \cdot W \cdot b}{C_{0,mes}}$

Echantillon numéro 11								
V (enV)	C_{mes} (fF)	ΔC_{mes} (fF)	$\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$	$g(\mu m)$	α	V_k (V)	k_m (N/m)	V_{pi} (V)
0,0	34,7	0,0	0,0 %	2,55	0,0 %			
10,0	34,9	0,2	0,6 %	2,54	0,6 %	135	48,5	51,9
20,0	35,8	1,1	3,2 %	2,47	3,0 %	118	37,2	45,4
25,0	36,5	1,8	5,2 %	2,42	4,9 %	119	37,5	45,7
30,0	37,6	2,9	8,4 %	2,35	7,7 %	117	36,6	45,1
33,0	39,1	4,4	12,7 %	2,26	11,2 %	111	32,8	42,7
37,0	41,5	6,8	19,6 %	2,13	16,4 %	109	31,9	42,1
38,0	42,6	7,9	22,8 %	2,08	18,5 %	108	31,3	41,7
39,0	44,1	9,4	27,1 %	2,01	21,3 %	107	30,8	41,3
39,7	45,7	11,0	31,7 %	1,94	24,1 %	107	30,3	41,0
40,0	46,5	11,8	34,0 %	1,90	25,4 %	106	30,2	41,0
40,1	47,7	13,0	37,5 %	1,86	27,2 %	106	29,8	40,7
40,4	51,7	17,0	49,0 %	1,71	32,9 %	105	29,4	40,4

Tableau 15 : Tensions V_k , V_{pi} et raideurs k_m obtenues à partir du MEMS $100 \mu m \times 100 \mu m$ de l'échantillon numéro 11 en tenant compte de la capacité parasite C_{Para} .

L'ensemble des incertitudes de mesures sur la capacité a été estimé comme précédemment à 0,5 fF et celui sur la mesure de la tension à 0,2 V.

Comme pour les MEMS de première génération, la Figure 3-11 décrit les valeurs extrêmes de raideurs k_m , estimées en tenant compte des incertitudes de mesures. Cette figure montre clairement que l'incertitude sur k_m n'est acceptable qu'à partir d'une tension d'environ 32 V. La valeur de k_m est alors d'environ 30 N/m.

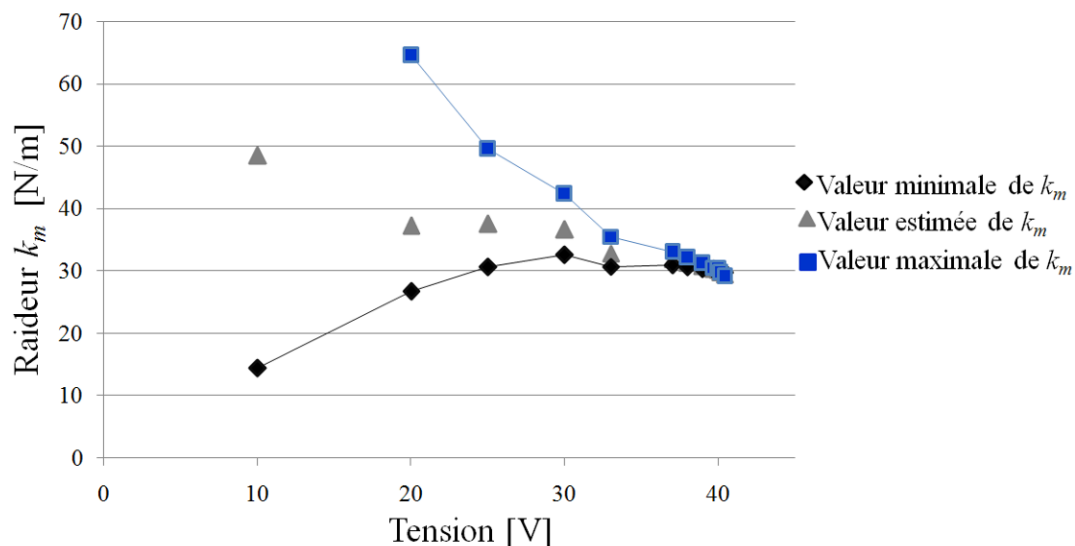


Figure 3-11 : Valeurs des raideurs k_m correspondant aux mesures (Δ) où en tenant compte de $\pm|\delta k_m|$ (\Diamond, \square).

Chapitre 3 : Modélisation électromécanique de supraMEMS

De plus, nous remarquons, d'après le Tableau 15 que la valeur moyenne de la tension de pincement est égale à 40,8 V. Cette valeur moyenne de tension de « Pull-in » est en accord avec celle mesurée à 40,6 V (à 0,2 V près).

La variation relative du gap α peut également être estimée à environ 32,9 %. Le modèle théorique prévoit 33 % (3-9).

Dans un second temps, nous avons de nouveau appliqué la même méthode pour l'échantillon n° 3. Pour les mesures de 0 et 50 V, les résultats obtenus pour les tensions V_k , V_{pi} et pour la raideur k_m sont rassemblés dans le Tableau 16.

Echantillon numéro 3								
V (enV)	C_{mes} (fF)	ΔC_{mes} (fF)	$\Delta C_{mes}/C_{0,mes}$	$g(\mu m)$	α	V_k (V)	k_m (N/m)	V_{pi} (V)
0	37,70	0	0,00%	2,35	0,0 %			
14	38,4	0,7	1,9 %	2,31	1,8 %	106	38,1	40,7
22	38,90	1,20	3,2 %	2,28	3,1 %	129	57,1	49,8
38	41,40	3,70	9,8 %	2,14	8,9 %	140	66,6	53,7
42	42,60	4,90	13,0 %	2,08	11,5 %	140	67,0	53,9
48	46,00	8,30	22,0 %	1,92	18,0 %	138	65,0	53,1
50	48,70	11,00	29,2 %	1,82	22,6 %	136	63,1	52,3

Tableau 16 : Tensions V_k , V_{pi} et raideurs k_m obtenues à partir du MEMS $100 \mu m \times 100 \mu m$ de l'échantillon numéro 3 en tenant compte de la capacité parasite C_{Para} .

Comme pour l'échantillon numéro 11, nous remarquons d'après la Figure 3-9, que seules les tensions proches du pincement sont exploitables (les 2 derniers points) sinon les constantes de raideurs k_m sont particulièrement sensibles aux erreurs de mesures. L'incertitude sur k_m n'est acceptable qu'à partir d'une tension 48 V. La valeur de k_m est alors d'environ 64 N/m, soit près de deux fois plus grande que celle du MEMS n°11.

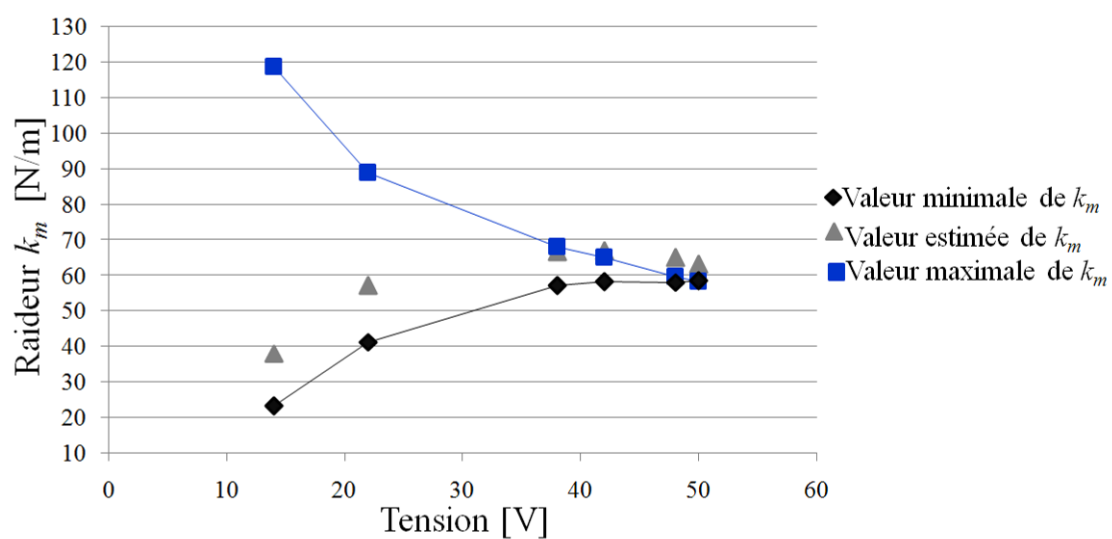


Figure 3-12 : Valeurs des raideurs k_m correspondant aux mesures (Δ) où en tenant compte de $\pm|\delta k_m|$ (\diamond, \square).

De même, d'après le Tableau 16 la valeur moyenne de la tension de pincement tend à être égale à 52,7 V. Cette valeur moyenne de tension de « Pull-in » reste cohérente avec celle mesurée égale à 51 V.

3.3 Modèle de la constante linéaire de raideur des méandres

De façon à expliquer les constantes de raideur estimées précédemment, ce paragraphe présente une formule analytique pour la constante de raideur de méandres k_m . Cette formule a été proposée par Dimitrios Peroulis dans [102] et elle a été utilisée dans les articles [103] - [104]. Dans l'analyse de la flexion mécanique, la méthode d'énergie est la base des formules analytiques extraites pour la constante de raideur. Cette analyse a été détaillée par Gary Keith Feider [99]. La méthode consiste à trouver le déplacement δ , résultant de l'application d'une force F_z suivant l'axe z . Toutes les déformations dues à l'effet de cisaillement et à l'allongement du film sont supposées négligeables. Seul le déplacement résultant des flexions et des torsions est pris en compte. La raideur s'écrit alors

$$k_m = \frac{F_z}{\delta} \quad (3-18)$$

Pour faciliter l'étude de ce modèle, nous avons supposé que les quatre méandres à chaque coin étaient identiques et présentaient donc la même raideur k_{m1} . Cette hypothèse permet par symétrie de la géométrie de déduire que la raideur équivalente est

$$k_m = 4 k_{m1}. \quad (3-19)$$

Le calcul de la raideur de chaque ressort élémentaire est détaillé dans l'article dans [102]. Dans notre cas, le paramètre N qui correspond au nombre de méandre est égal à 1. Les dimensions d'un méandre sont définies sur la Figure 3-13

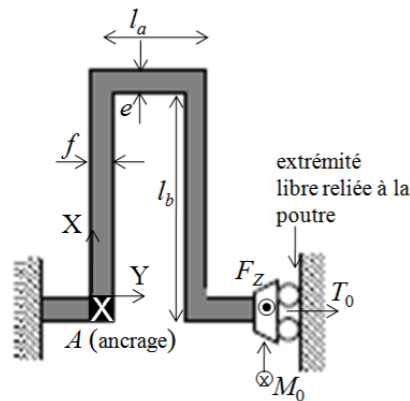


Figure 3-13: Schéma et dimensions d'un méandre

La raideur élémentaire est alors égale à :

$$k_{m1} = \frac{1}{\frac{8l_a^3 + 2l_b^3}{3EI_x} + \frac{l_a l_b (3l_b + 15l_a)}{3GJ} - \frac{l_a^2 \left(\frac{2l_a}{EI_x} + \frac{3l_b}{GJ} \right)^2}{2 \left(\frac{l_a}{EI_x} + \frac{l_b}{GJ} \right)} - \frac{l_b^2 \left(\frac{l_a}{GJ} + \frac{l_b}{EI_x} \right)}{2}} \quad (3-20)$$

Chapitre 3 : Modélisation électromécanique de supraMEMS

avec l'ensemble des paramètres de cette équation décrits ou définis dans le tableau suivant :

La longueur de méandre primaire	l_a
La longueur de méandre secondaire	l_b
L'épaisseur du méandre	$t = 1,5 \text{ } \mu\text{m}$
Largeur de méandre	f
Module d'élasticité du niobium	$E = 85 \text{ GPa}$
Coefficient de Poisson	$\nu = 0,4$
Module de cisaillement	$G = E/2(1 + \nu)$
Moment d'inertie suivant l'axe x	$I_x = ft^3/12$
Moment d'inertie suivant l'axe z	$I_z = tf^3/12$
Moment d'inertie polaire	$I_p = I_x + I_z$
Constante de torsion	J (voir [99])

Tableau 17 : Différentes dimensions de paramètres et plusieurs expressions des constantes physiques de méandre.

La constante de torsion J est obtenue grâce à la Figure 3-14 extraite de [99]. Le rapport de la constante de torsion (J) sur le moment d'inertie polaire (I_p) est tracé en fonction du ratio d'aspect de la section rectangulaire transversale (f/t).

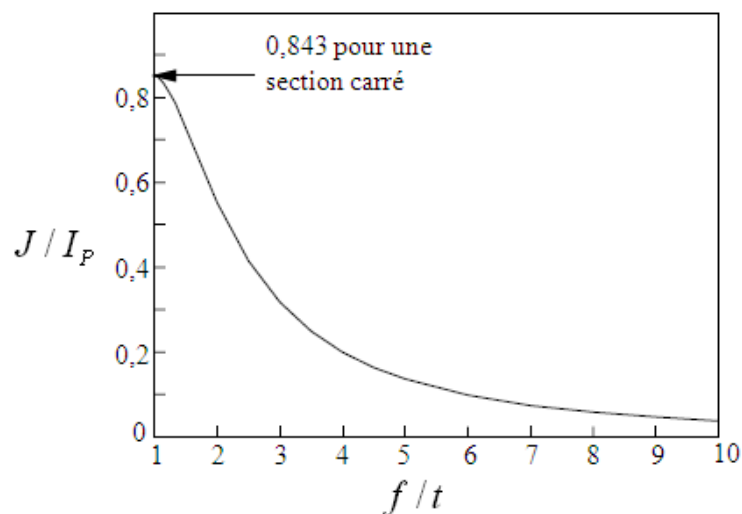


Figure 3-14: Courbe de la variation de (J/I_p) en fonction du ratio (f/t) de la section rectangulaire transversale.

Nous déterminons les valeurs obtenues pour k_m , à l'aide de l'expression précédente (3-20), pour les deux MEMS à méandre présentés précédemment (n°11 et n°3).

n°	$l_a(\mu\text{m})$	$l_b(\mu\text{m})$	f/t	J	k_m (N/m) déduite par la mesure de la $C(V)$	Modèle de raideur k_m (N/m)
11	8	40	4	$0,2 I_p$	30	32,7
3	8	34	4	$0,2 I_p$	64	48,6

Tableau 18 : Comparaison entre les raideurs k_m obtenues à partir des mesures pour une capacité supposée plane et celles déduites par le modèle de raideur

Nous remarquons que pour le MEMS n° 11 (faiblement flambé) le modèle de raideur issu de (3-20) est bien en accord avec celui déduit des mesures (erreur de 6,5 %). En revanche pour le MEMS n° 3 qui présente le plus fort flambage les deux constantes de raideurs diffèrent : 48,6 N/m d'après le modèle contre environ 64 N/m d'après les mesures. Nous supposons que l'existence d'un flambage initial induit une modification de la constante de raideur.

Dans la partie suivante nous proposons une méthode de détermination de la constante de raideur qui s'affranchit du flambage initial.

3.4 Méthode d'évaluation de la constante de raideur avec un flambage initial

Nous avons constaté que les deux constantes de raideur issues l'une du modèle (3-20) et l'autre des mesures, sont différentes lorsque le pont présente un flambage initial.

C'est le cas pour le MEMS n° 3.

D'après l'équation (3-10) le rapport (V_{pi}^2 / k_m) peut être décrit de la manière suivante et dépend du gap initial g_0 :

$$\frac{V_{pi}^2}{k_m} = \frac{8 \cdot g_0^3}{27 \cdot \varepsilon_0 \cdot W \cdot b} \quad (3-21)$$

Sachant que la surface des MEMS mesurée est la même (100 μm x 100 μm) si le flambage initial est faible ce rapport est constant si le gap g_0 est le même pour les MEMS testés.

Par exemple pour le MEMS n° 11 ce rapport est égal à 55,5 $\text{V}^2 \cdot \text{m/N}$.

Dans le cadre des mesures profilométriques et de $C(V)$ décrites dans le chapitre 2, le MEMS n° 6 présente un flambage d'environ 3 % et une tension de pincement de 40 V.

Nous pouvons en déduire grâce à (3-21) la valeur de la constante de raideur de l'échantillon n° 6 est alors égale à $k_m = 28,8 \text{ N/m}$. Avec la méthode d'extraction de la valeur de k_m à partir des mesures de $C(V)$ (telle qu'elle a été appliquée aux MEMS n°11 et n°3), nous obtenons $k_m = 29 \text{ N/m}$.

Si, cette méthode du « rapport constant » est appliquée au MEMS n° 3 (maximum de flambage), dont la tension de pincement est de 51 V, le résultat obtenu pour k_m est alors de 46,9 N/m. Cette valeur est plus en accord avec la valeur déduite du modèle de raideur d'un méandre (Tableau 18). Toutefois cette méthode de rapport constant suppose un gap initial identique pour les MEMS donc un faible flambage. Un flambage de 8 % semble toutefois conduire à un résultat cohérent.

Pour confirmer cette méthode du « rapport constant », un quatrième échantillon le MEMS n° 2 a également été testé. Son flambage est de 8 % et sa tension $V_{pi} = 45 \text{ V}$.

La constante de raideur déduite du rapport $\left(\frac{V_{pi}^2}{k_m}\right)$ est de 37,2 N/m et d'après les mesures $C(V)$ de l'échantillon n° 2, la valeur de k_m extraite est de 49 N/m.

N°	$l_a(\mu\text{m})$	$l_b(\mu\text{m})$	Flambage	k_m (N/m) déduite des mesures $C(V)$	k_m (N/m) déduite par la méthode du rapport constant	k_m (N/m) déduit du modèle de raideur
11	8	40	3 %	30	30	32,7
6	8	36	3%	29	28,8	27,5
3	8	34	8 %	64 (!)	47,8	48,6
2	8	36	8 %	49 (!)	37,2	36,7

Tableau 19 : Comparaison entre les raideurs k_m obtenues à partir de 3 méthodes

Nous déduisons qu'à l'aide de cette méthode du « rapport constant » une valeur de la constante de raideur k_m pour les dispositifs MEMS de 2^{ème} génération de même surface 100 μm x 100 μm peut être déduite à quelques pourcent même en présence d'un flambage de 8 %. Cette méthode nécessite toutefois un échantillon (ou plusieurs) qui puisse faire office de référence.

Lors de la description du modèle analytique de la raideur d'un méandre, le module d'Young à du être précisé. Nous avons utilisé la valeur de 85 GPa déduite des simulations présentées à la fin de ce chapitre et, également, parce que nous avons émis l'hypothèse dans le chapitre 2 que le niobium semblait plus mou. Or la majorité des publications donnent un module Young du niobium d'environ 105 GPa.

Dans le paragraphe suivant une simulation multiphysique par COMSOL met en évidence la raison du choix de cette valeur pour le module d'Young.

3.5 Simulation multiphysique des MEMS à l'aide d'éléments finis

Le but de ce paragraphe est double, d'abord conclure sur l'incertitude de la valeur du module d'Young E utilisable dans le modèle de raideur du méandre, puis, grâce au simulateur, observer la variation de profil de pont en fonction de la tension pour un échantillon mais surtout en fonction du flambage (puisque ce flambage, d'après le paragraphe précédent, va avoir un impact sur la valeur de la raideur de méandre). Ensuite, ces simulations nous permettront de conclure sur un déplacement de pont proche d'une plaque parallèle ou bien d'une déformation suivant un certain profil. Pour cela, la méthode consiste à simuler, sous le logiciel COMSOL multiphysics en 3D, l'échantillon carré n° 14. La variation de $C(V)$ est ensuite comparée avec celle la variation mesurée dans le chapitre 2, pour différentes valeurs du module d'Young.

La première étape consiste à simuler, à l'aide du module de simulation mécanique, une demi structure du pont avec méandres (le MEMS présente un axe de symétrie au milieu de sa longueur). La déformation due au flambage initial observée lors des mesures profilométriques (chapitre 2) est recherchée.

Chapitre 3 : Modélisation électromécanique de supraMEMS

Cela consiste à explorer les différentes hypothèses (proposées au chapitre 2) sur la cause de la déformation (presque égale à $0,2 \mu\text{m}$) de la poutre. Les conditions associées à ces hypothèses seront ensuite simulées et l'hypothèse la plus probable retenue.

La première hypothèse est celle basée sur l'existence d'un gradient de contrainte au sein du pont. Ce gradient induit un profil de flambage quasiment quadratique de la membrane d'après les mesures.

Pour introduire un gradient de contrainte dans le pont, nous avons divisé l'épaisseur de ce pont en trois couches et nous avons supposé ce gradient linéaire. Chacune des couches doit présenter une valeur de contrainte interne différente pour obtenir la déformation de la poutre mesurée. Cette simulation a été faite pour les deux valeurs « possible » du module d'Young : 105 GPa et 85 GPa. Chacune de ces deux valeurs conduit à un gradient de contrainte différent : par exemple, le gradient de contrainte linéaire de la Figure 3-15 doit être introduit pour un pont avec une valeur du module d'élasticité de 105 GPa de façon à obtenir le flambage correct.

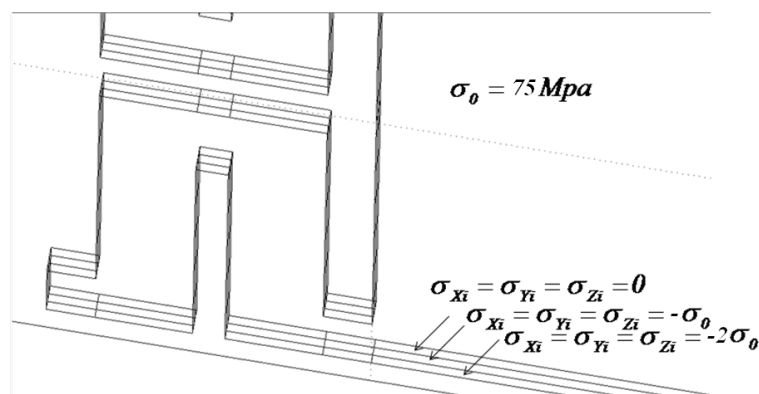


Figure 3-15: Gradient de contrainte introduit dans les 3 couches de niobium arbitrairement choisi pour un module d'Young 105 GPa.

Puis, la seconde étape consiste à simuler la variation de $C(V)$, cette fois, la méthode consiste à simuler en module mécanique et en module électrostatique la moitié du schéma de pont avec méandres comportant différentes couches d'air et de diélectrique avec une valeur de coefficient de poisson égale à 0,4.

Les résultats de la variation de la capacité $C(V)$ correspondent aux mesures, les résultats de simulation pour les deux valeurs du module d'élasticité sont montrés Figure 3-16 .

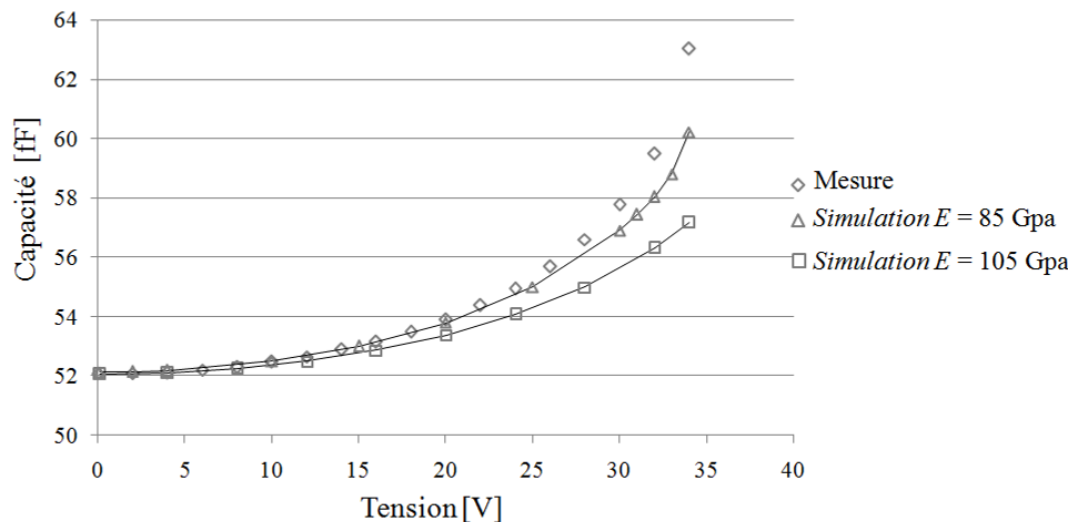
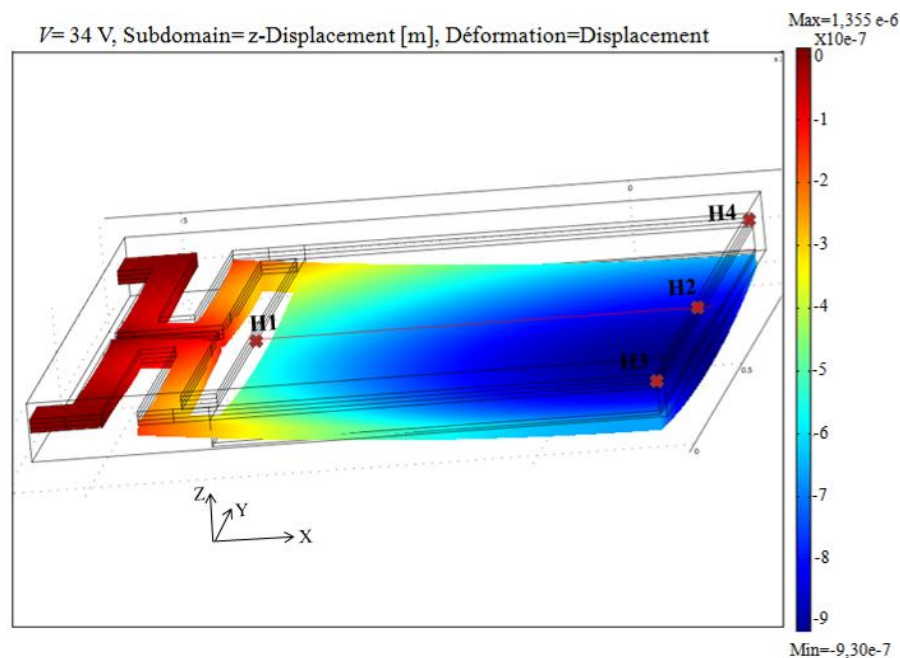


Figure 3-16: Courbes de la variation de $C(V)$ déduites par la mesure, la simulation avec deux valeurs de modules d'élasticité 105 GPa et 85 GPa.

Nous concluons, d'après la Figure 3-16, de la nécessité d'utiliser une valeur d'élasticité plus faible que celle 105 GPa car d'après la simulation, la courbe déduite par cette valeur de E , est un peu loin par rapport à celle mesurée avec une erreur maximale de 9,5 %. Tandis que, la courbe représentant la simulation de module d'élasticité 85 GPa présente un meilleur accord avec les mesures, avec une erreur inférieure à 4,5 %.

La variation de profil de MEMS simulée de l'échantillon n° 14 avec un module d'élasticité 85 GPa pour différentes valeurs de la tension, est présentée dans la Figure 3-17. Une coupe de la déformation de profil suivant l'axe « x » est présentée dans la Figure 3-17 (a) et une coupe de la déformation de profil suivant l'axe « y » est présentée dans la Figure 3-17 (b).



a) Simulation d'une moitié de MEMS avec méandres en 3D

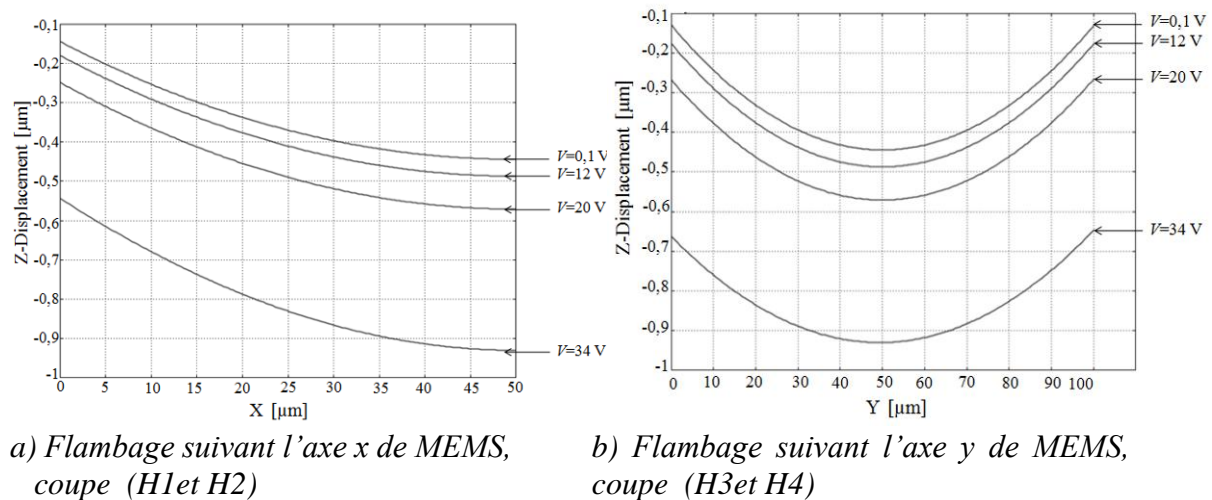


Figure 3-17: Courbes de la variation des flambages horizontale et verticale de pont de MEMS pour l'échantillon numéro 14.

Nous déduisons d'après la Figure 3-17, que le déplacement vertical du profil est le même au centre de la poutre et aux bords de la poutre suivant les deux axes x et y . Ce constat met en évidence l'hypothèse que la déformation du pont même flambé se fait sans se déformer donc le modèle d'une capacité « plane » peut être appliquée.

3.6 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle simple pour décrire le comportement de ces MEMS celui de la capacité plane. Toutefois ce modèle n'a pas pu être confirmé ou infirmé sur la 1^{ère} génération de MEMS du fait de la trop grande incertitude sur la constante de raideur extraite à partir des mesures.

Malgré la simplicité des équations de ce modèle de capacité plane mais il reste incapable de décrire de façon réaliste le déplacement de MEMS dont la structure est celle d'une poutre à double encastrement.

En revanche, ce modèle est bien adapté aux MEMS de 2^{ème} génération avec méandres. Nous avons démontré que ce modèle de capacité plane, est valide pour des ponts présentant de faible flambage. (3%). En revanche en présence de flambage de 8 % ce modèle conduit à des valeurs de la constante de raideur k_m fortement surestimées.

Une méthode, en utilisant les mesures de la tension de pincement et la valeur de la raideur des échantillons présentant un flambage de moins de 3%, permet de trouver ces valeurs de la raideur k_m .

Un modèle analytique de la raideur d'un méandre, extrait de la littérature, a pu être testé sur les MEMS de 2^{ème} génération. Ce modèle a permis de confirmer les valeurs de raideurs issues des mesures dans le cas de pont faiblement flambés.

Enfin une méthode simple a été proposée pour déduire la constante de raideur par simple proportionnalité à partir d'un MEMS de référence et d'une simple mesure de la tension

Chapitre 3 : Modélisation électromécanique de supraMEMS

de « pull-in ». Cette méthode du rapport constant n'est applicable que sur des MEMS de mêmes dimensions. Toutefois cette méthode semble robuste vis à vis du flambage initiale.

Enfin des simulations électromécaniques sous COMSOL ont confirmé la valeur du module d'Young extrait des mesures vibrométriques et renforcées l'hypothèse de la présence d'un gradient de contrainte dans l'épaisseur du pont.

Bibliographie : Chapitre 3

- [98] G. M. Rebeiz, "*RF MEMS, Theory, Design, and Technology*", Hoboken, New Jersey, John Wiley & sons Ed., 2003.
- [99] G. K. Fedder, "*Simulation of Microelectromechanical Systems*", Thèse de doctorat, University of California at Berkeley ,CA, 1994.
- [100] F. Rey," *Analyse des Structures et Milieux Continus, Mécanique des structures*", Presses Polytechnique et Universitaires Romandes, vol. 2, pp 189-190, 2000.
- [101] H. Thonier," *Conception et calcul des structures de bâtiment*, Presses ponts et chaussés", pp 88-89, 1999.
- [102] D. Peroulis et al,"*Electromechanical Considerations in Developing low-voltage RF MEMS Switches*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,vol. 51, No. 1, pp. 259-270, 2003.
- [103] K. J. Rangra, "*Electrostatic low Actuation Voltage RF MEMS Switches for Telecommunications*", Thèse de doctorat, University of Trento, February 2005.
- [104] H. Jaafer et al,"*Design and Simulation of Microelectromechanical System Capacitive Shunt Switches* ", American J. of Engineering and Applied Sciences, pp. 655-660, 2009.
- [105] M. Lishchynska et al," *Spring Constant Models for Analysis and Design of MEMS Plates on Straight or Meande Tethers*", Sensor Letters, vol. 4, pp. 200-205 , Avril 2006.

Chapitre 4 :

VERS DES APPLICATIONS EN RADIOASTRONOMIE MILLIMETRIQUE

Chapitre 4 : Vers des applications en radioastronomie millimétrique

4.1 Introduction

Nous avons exposé dans le chapitre 1 tout l'intérêt que l'IRAM a placé dans des recherches visant à utiliser des dispositifs variables basés sur des capacités MEMS pour l'adaptation d'impédance et le filtrage dans les récepteurs hétérodyne large bande dans le domaine millimétrique (typiquement de 80 GHz à 115 GHz). Leurs MEMS font appel à la technologie supraconductrice en niobium permettant d'obtenir une instrumentation bas bruit et de grande sensibilité. Les chapitres 2 et 3 ont permis de déterminer que ces MEMS, pour peu que l'on se restreigne à des dimensions de $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$, peuvent être décrits par un modèle électromécanique simple pour lesquels la température n'a pas d'influence notable. Ils pourraient ainsi être utilisés avec profit en tant que commutateurs voire de capacités variables dans des dispositifs hyperfréquences accordables.

Ce chapitre a pour but de compléter cette modélisation en proposant un premier modèle électrique équivalent hyperfréquence du dispositif MEMS. Pour cela, nous utiliserons les logiciels HFSS (High Frequency Structure Simulator) et ADS (Advanced Design System). De plus, pour tenir compte des phénomènes d'inductance cinétique propres aux dispositifs supraconducteurs couplés aux déformations mécaniques de la structure, qui ne peuvent pas être simulés par les logiciels hyperfréquences 3D spécialisés, nous démontrerons par une simulation de ligne microruban sous COMSOL, dont les résultats sont facilement comparables à d'autres résultats existants dans la littérature, que ce logiciel multiphysique est bien adapté à la description complète du dispositif tenant compte de la supraconductivité. Nous avons bien entendu comme perspective d'appliquer cet outil à la simulation d'une ligne CPW avec et sans MEMS supraconducteur.

4.2 Modèle hyperfréquence semi-distribué du MEMS à pont uniforme en millimétrique

L'étude mécanique faite dans le chapitre 3 a démontré que le dispositif MEMS à pont uniforme est identifiable à une simple capacité variable en fonction de la tension continue (V). Or ces MEMS sont destinés à être utilisés dans les récepteurs hétérodynes (filtres sélectifs, adaptation d'impédance large bande, ...) à des fréquences de l'ordre de la centaine de GHz. Donc une étude Radio Fréquence (RF) est nécessaire pour savoir si, dans le modèle électrique hyperfréquence, le dispositif MEMS continue d'être assimilable à une seule capacité localisée ou si les phénomènes de propagation doivent être pris en compte, du fait que sa longueur de $100\text{ }\mu\text{m}$ est comparable à la longueur d'onde.

Les MEMS réalisés initialement à l'IRAM n'étaient pas prévus pour être caractérisés en hyperfréquence. Ils sont seulement montés sur une ligne conductrice sans plan de masse. L'une des pistes envisagée serait de déposer des plans de masse sur les points d'ancrage des

MEMS et de réaliser ainsi une ligne coplanaire (Figure 4-1). Cependant, la meilleure solution sera, une fois les résultats essentiels de cette thèse pris en compte, de fabriquer un nouveau jeu de masques avec de nouvelles topologies de SupraMEMS.

Ainsi, grâce à une topologie de MEMS en pont et de ligne coplanaire CPW (CoPlanar Waveguide), le conducteur central « signal » jouera un double rôle. Le premier sera de permettre d'appliquer une tension continue DC pour générer une force électrostatique capable de déplacer le pont vers le bas et le second sera de jouer le rôle de ruban central dans une structure CPW pour le signal RF.

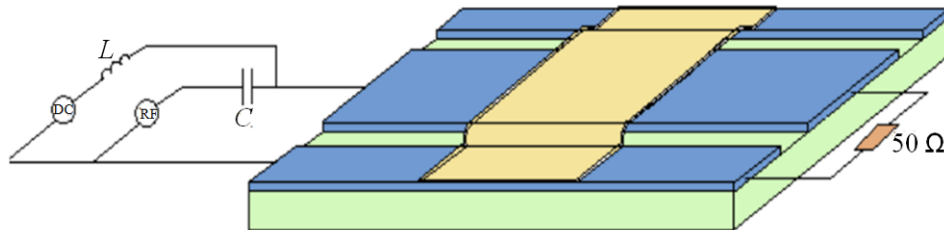


Figure 4-1: Le signal DC+RF appliqué à une ligne coplanaire.

La Figure 4-1 détaille le schéma électronique pour réaliser ces deux fonctions. Une inductance shunt se comportant comme un circuit ouvert en haute fréquence et permettant le passage du DC est associée à une capacité de liaison en série qui isole la source RF du signal DC tandis qu'elle est équivalente à un court-circuit en hautes fréquences. La ligne est chargée par une impédance de 50Ω .

Dans ce paragraphe une étude en hyperfréquence d'un MEMS à pont uniforme en configuration de ligne coplanaire (CPW) à température ambiante sera faite pour déduire le modèle électrique de cet ensemble (le dispositif MEMS et la ligne CPW). Nous n'avons pas choisi d'étudier la géométrie de pont suspendu par quatre méandres car, d'une part, celle-ci est beaucoup plus complexe et, d'autre part, l'effet RF des méandres est – compte tenu de leur taille réduite – assimilable à une impédance localisée. Cette dernière pourra être calculée ultérieurement.

La méthode suivie est la suivante : la première étape consiste à extraire les paramètres linéiques de la ligne CPW simulée sous HFSS pour prendre en compte les pertes conductrices. Les dimensions de la ligne CPW sont choisies pour que son impédance caractéristique soit égale à 50Ω à 80 GHz , en utilisant le logiciel LineCalc de la suite ADS.

Puis, dans un deuxième temps, nous extrairons les paramètres linéiques de l'ensemble (le dispositif MEMS et la ligne CPW) à partir des paramètres [S] simulés, la ligne étant chargée par une capacité MEMS causant une désadaptation. L'étude de cette désadaptation permet d'identifier le modèle électrique du MEMS.

En effet, l'ensemble (CPW+MEMS) peut être divisé en trois blocs :

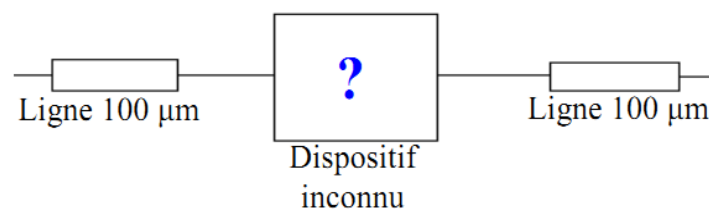


Figure 4-2: Les trois blocs en cascade de l'ensemble (CPW+MEMS).

Cet ensemble peut être vu comme deux tronçons de lignes coplanaires de longueur $100\text{ }\mu\text{m}$ de part et d'autres du MEMS qui sera considéré de profondeur $100\text{ }\mu\text{m}$. Il est impossible d'extraire directement les paramètres déterminant le modèle électrique de notre dispositif des paramètres $[S]$ car la matrice totale de l'ensemble n'est pas le produit des matrices élémentaires. Pour cette raison, nous utilisons les matrices $[ABCD]$ pour pouvoir cascader différents blocs ce qui permet de déduire la matrice $[ABCD]$ du dispositif seul, notée M_D .

$$M_D = M_{CPW_100\mu m}^{-1} \times M_{CPW+Pont} \times M_{CPW_100\mu m}^{-1} \quad (4-1)$$

La dernière étape consiste à simuler le schéma électrique de cet ensemble sous ADS dont ses résultats seront comparés aux simulations sous HFSS.

La ligne coplaire (Coplanar Waveguide ou CPW) est constituée de deux plans de masse et d'un ruban central situés sur la même face de substrat (Figure 4-3). Cette ligne est la topologie de ligne de propagation la plus utilisée au niveau microélectronique du fait de la faible dispersion de ses paramètres en fonction de la fréquence (impédance caractéristique et permittivité relative effective). De plus, la ligne CPW permet d'éviter les vias et donc les inductances parasites associées. L'inconvénient majeur de cette topologie est que la gamme des impédances caractéristiques réalisables est plus faible que pour une ligne microruban surtout lorsque l'on cherche à réaliser des lignes de faible impédance caractéristique. La difficulté est alors de réaliser des largeurs des gaps S suffisamment étroits.

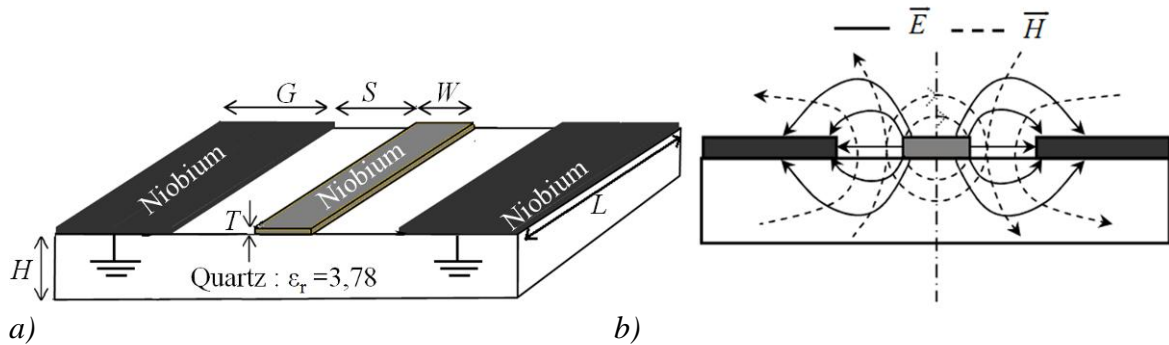


Figure 4-3: a) Les dimensions d'une ligne coplaire, b) Mode impair quasi TEM.

Pour une impédance caractéristique de $50\text{ }\Omega$ et sous la condition $W + 2S = 100\text{ }\mu\text{m}$, le logiciel LineCalc donne : $S = 9\text{ }\mu\text{m}$, $W = 82\text{ }\mu\text{m}$. les autres paramètres géométriques sont $T = 0.9\text{ }\mu\text{m}$, $L = 300\text{ }\mu\text{m}$, $H = 300\text{ }\mu\text{m}$ et $A_{dB} = 0.1\text{ dB}$. Pour une largeur de ligne de $150\text{ }\mu\text{m}$, il reste $G = 25\text{ }\mu\text{m}$ pour chaque plan de masse, soit trois fois la fente S .

La Figure 4-4 représente les paramètres $[S]$ de cette topologie de ligne CPW de longueur totale $300\text{ }\mu\text{m}$ simulée avec HFSS à température ambiante avec une conductivité électrique du niobium valant 7.10^6 S/m et une permittivité relative du quartz $\epsilon_r = 3.78$.

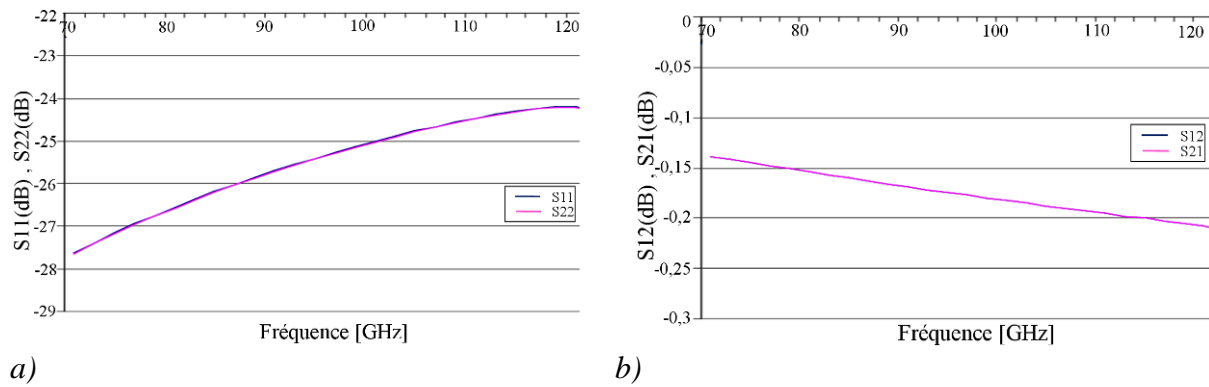


Figure 4-4: Allure des paramètres S de la ligne CPW entre 70 GHz et 120 GHz.

Nous remarquons d'après la Figure 4-4, que le paramètre S_{11} augmente de 3 dB lorsque la fréquence varie 80 GHz à 115 GHz, tout en restant inférieur à -20 dB (1 % du signal sera réfléchi). Cette faible dispersion sur le paramètre S_{11} peut être expliquée par l'augmentation de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence qui est inversement proportionnelle à la permittivité relative effective (ϵ_{reff}). Or la permittivité relative effective diminue en fonction de la fréquence et dégrade l'adaptation de la ligne.

De même, le paramètre de transmission S_{21} diminue en module d'environ 0,06 dB. S_{21} atteint -0,2 dB en module pour 110 GHz (95,4% du signal sera transmis).

Une vue du champ électrique calculé à 100 GHz avec HFSS dans la Figure 4-5, montre qu'il a une topologie proche de celle indiquée Figure 4-3 (b).

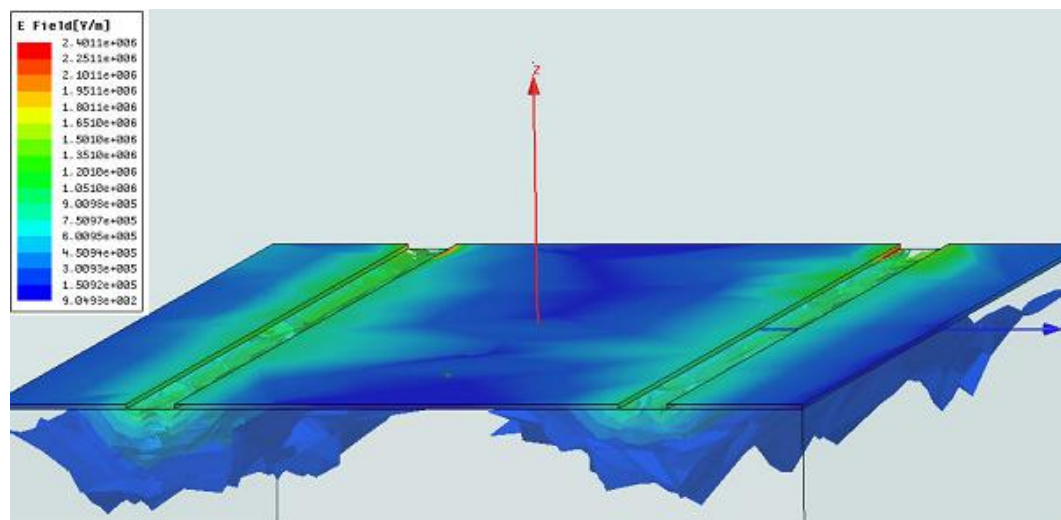


Figure 4-5: Distribution de l'intensité du champ électrique le long de la ligne coplanaire.

La propagation du champ électrique dans le quartz montre que nous avons bien un mode de propagation du champ quasi TEM car il se propage uniquement du conducteur vers les deux plans de masses.

Il faut prêter néanmoins attention à ce que le mode parasite de substrat n'apparaisse pas à une fréquence trop basse car il perturbe le signal transmis. Cette fréquence dépend de la permittivité et de la hauteur du substrat. Des simulations avec HFSS pour différentes valeurs des hauteurs du substrat et pour différentes permittivités permettent de tracer les deux courbes de la Figure 4-6.

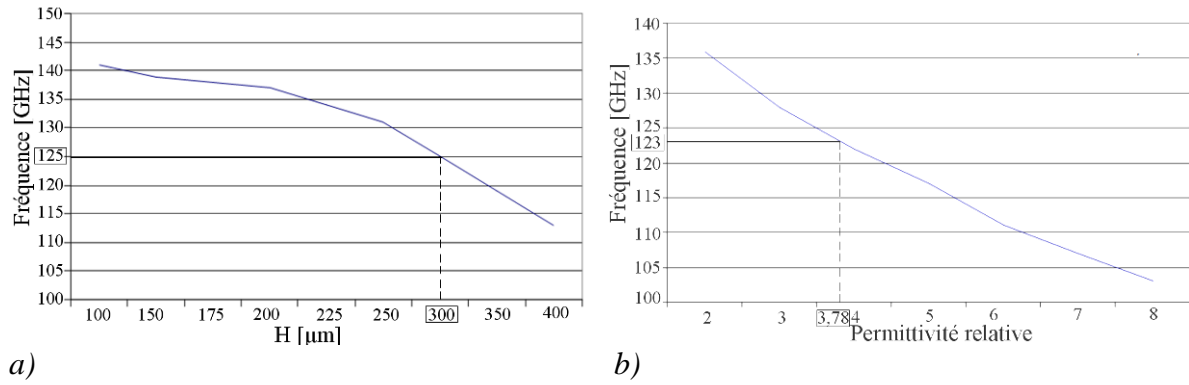


Figure 4-6:a) La fréquence de résonance du mode de substrat pour
a) des hauteurs allant de 100 μm à 400 μm avec $\epsilon_r=3,78$
b) des permittivités relatives allant de 2 à 8 avec $H=300 \mu m$.

Nous remarquons, d'après la Figure 4-6 que la fréquence décroît non linéairement avec la hauteur et atteint un minimum de 110 GHz à $H = 400 \mu m$ tandis qu'elle décroît quasi linéairement avec la permittivité relative du substrat et atteint un minimum de 105 GHz pour $\epsilon_r=8$. Nous déduisons d'après ces courbes que pour une hauteur de 400 μm et avec du quartz, la fréquence du mode de substrat descend à 110 GHz et c'est la limite de notre bande passante utile.

Il reste à extraire les paramètres secondaires de la ligne CPW. Cette extraction sera faite pour une fréquence de 100 GHz. Voici la matrice [ABCD] déduite des paramètres [S] indiqués dans la Figure 4-4.

$$M_{CPW} = \begin{pmatrix} 0,58 + 0,00167j & 1,02 + 40,4j \\ 0,0162j & 0,581 + 0,0018j \end{pmatrix} \quad (4-2)$$

La matrice [ABCD] d'une ligne de transmission de longueur L et d'impédance caractéristique Z_c est :

$$M_{CPW} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma L) & Z_c \sinh(\gamma L) \\ Y_c \sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{pmatrix} \quad (4-3)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres secondaires de la ligne (Z_c et γ) :

$$M_{CPW} = \begin{cases} Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{1,02 + 40,4j}{0,0162j}} = 49,94 - 0,475j \Omega \\ \gamma = \frac{\text{arch}(A)}{L} = \alpha + j\beta = 68 \text{ (Np/m)} + j3207 \text{ (rad/m)} \end{cases} \quad (4-4)$$

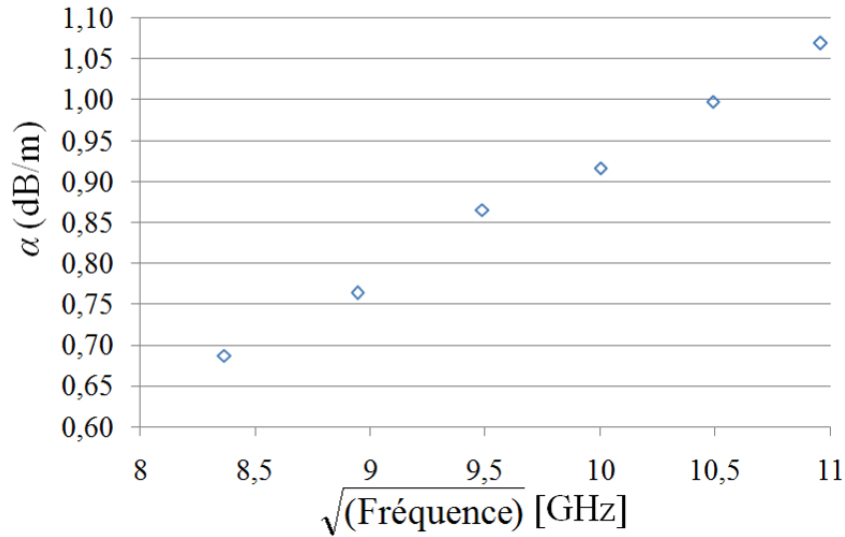


Figure 4-7: atténuation prévue sur la ligne coplanaire à température ambiante.

Comme le montre la Figure 4-7, γ contient une partie réelle α qui varie en fonction de la racine carrée de la fréquence donc les pertes dominantes sont des pertes conductrices. L'impédance caractéristique de la ligne et la constante de propagation de l'onde permet de déterminer les valeurs des capacités, inductances et résistances linéiques de la ligne d'après la matrice [ABCD].

$$Z_c = \sqrt{\frac{(R + jL\omega)}{jC\omega}} \quad (4-5)$$

$$\gamma = \sqrt{jC\omega(R + jL\omega)}$$

A partir des simulations il est possible d'extraire les valeurs des paramètres $L_1 = 250 \text{ nH/m}$, $C_1 = 100 \text{ pF/m}$ et $R_1 = 4500 \text{ } \Omega/\text{m}$.

Nous pouvons vérifier ces valeurs obtenues par le calcul car $L_1 = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}{c_0}$ et $C_1 = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}{Z_c c_0}$ avec

$Z_c = 50 \text{ } \Omega$, c_0 est la célérité de la lumière et $\epsilon_{\text{reff}} = 2,35$ (extraite des simulations HFSS à 100 GHz). Nous en déduisons les valeurs calculées de la capacité $C_1 = 102 \text{ pF/m}$ et de l'inductance linéique $L_1 = 256 \text{ nH/m}$, en très bon accord (erreur de 2,4 %) avec les valeurs déduites des simulations.

Après avoir déterminé les paramètres secondaires de la ligne CPW, la seconde étape consiste à simuler le MEMS monté sur la ligne coplanaire. Le MEMS simulé dans ce paragraphe a les mêmes dimensions qu'un MEMS à pont uniforme détaillé dans le chapitre 2, mais avec une longueur de pont $W = 82 \text{ } \mu\text{m}$ qui correspond à une capacité plane $C_0 = 14,5 \text{ fF}$. Les extractions des paramètres secondaires de cette structure complète permettront de savoir si ce pont peut être représenté par une capacité plane uniquement ou s'il faut complexifier le modèle en RF.

La répartition du champ électrique de la structure dessinée et simulée avec HFSS à 100 GHz est présentée dans la Figure 4-8:

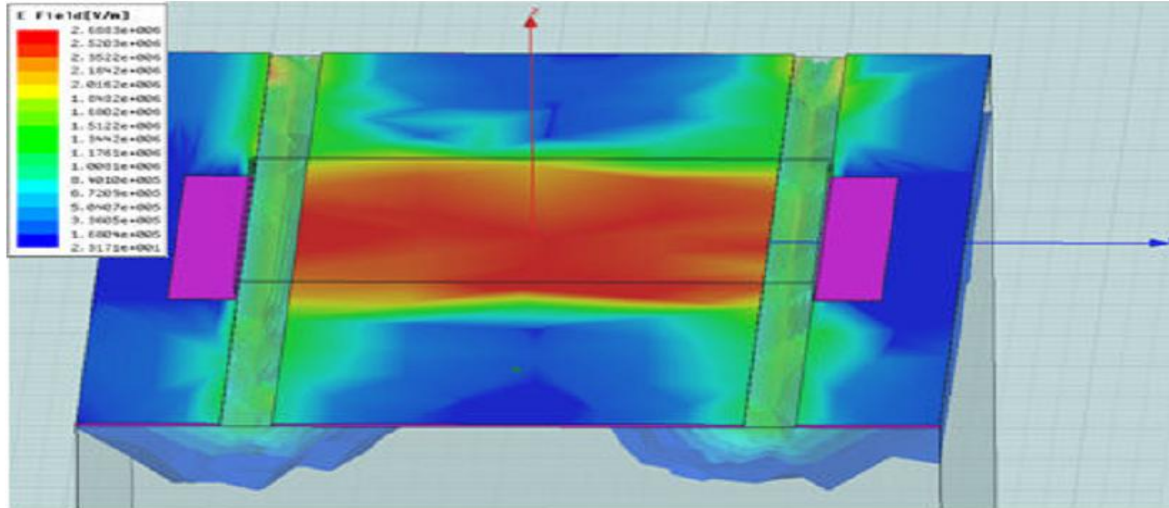


Figure 4-8: Vue de dessus du champ électrique le long de la structure

La distribution du champ électrique n'est évidemment plus semblable à celle d'une ligne coplanaire nue. Les lignes de champ dans le ruban s'accroissent en se dirigeant au dessous du pont de niobium car ce pont est relié aux plans de masse de la ligne coplanaire.

La Figure 4-9, représente les paramètres [S] de l'ensemble (CPW+ MEMS) simulés avec HFSS.

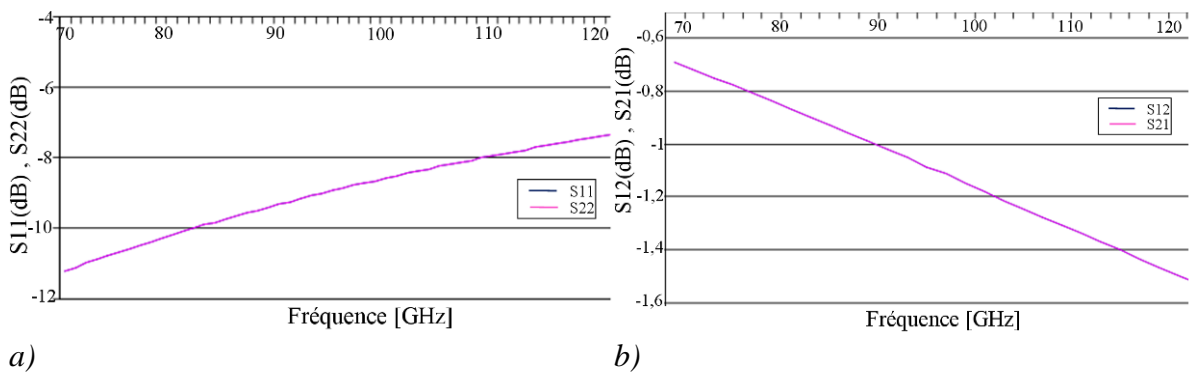


Figure 4-9: Allure des paramètres S de la ligne CPW et le MEMS entre 70 GHz et 150 GHz.

La réflexion sur les accès est plus importante que dans le cas d'une ligne CPW seule. L'addition d'une nouvelle structure perturbe la propagation de la ligne et induit une plus grande désadaptation. Ainsi, à 70 GHz, la transmission diminue de -0,1 dB pour une ligne CPW seule à -0,6 dB pour l'ensemble (ligne+MEMS).

En utilisant pour l'ensemble (ligne+MEMS), les mêmes formules de passage que lors de l'extraction des paramètres secondaires de la ligne CPW, nous calculons la matrice [ABCD] à 100 GHz :

$$M_{CPW+pont} = \begin{pmatrix} 0,29 + 0,04j & 0,3 + 38,7j \\ 0,023j & 0,33 + 0,0425j \end{pmatrix} \quad (4-6)$$

Or $M_{CPW+Pont} = M_{CPW_100\mu m} \times M_D \times M_{CPW_100\mu m}$ et la matrice de la ligne 100 μm est connue d'après les paramètres extraits de la ligne CPW :

$$M_{CPW_{100}} = \begin{pmatrix} 0,951 + 0,0022j & 0,4 + 16,44j \\ 0,0067j & 0,95 + 0,0022j \end{pmatrix} \quad (4-7)$$

D'où en multipliant de part et d'autre la matrice de l'ensemble par la matrice inverse de la ligne coplanaire de longueur 100 μm , nous obtenons d'après l'équation (4-21) la matrice [ABCD] du dispositif sous test :

$$M_D = \begin{pmatrix} 0,85 + 0,01j & 0,72 + 15,84j \\ 0,0143j & 0,87 + 0,013j \end{pmatrix} \quad (4-8)$$

Deux alternatives se présentent à nous : soit nous considérons que le MEMS a pour schéma équivalent une structure en T composée d'éléments localisés, soit nous considérons que le MEMS a pour schéma équivalent une structure semi-distribuée composée de deux bouts de ligne CPW de part et d'autre d'une capacité variable. Le but de cette sous-partie va être de discriminer entre ces alternatives.

La matrice M_D est identifiée à celle d'une matrice de la structure de la Figure 4-10. Ceci permet d'extraire les éléments localisés du dispositif. Par exemple, pour une impédance de source et de charge de 49,8 Ω , nous trouvons : $L = 25,2 \text{ pH}$, $C = 24,4 \text{ fF}$ et $R = 0,72 \Omega$

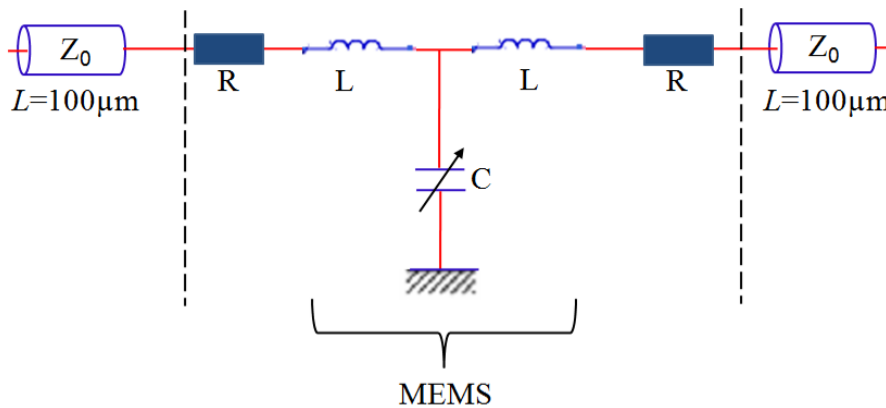


Figure 4-10: Les trois blocs en cascade de l'ensemble (CPW+pont) dans le modèle localisé.

Pour tester la validité de ce modèle équivalent en T du MEMS composé d'éléments localisés, nous l'avons introduit dans le simulateur ADS pour différentes conditions d'impédances de source et de charge. Si le modèle est valide, quelque soient les conditions d'impédances, les paramètres [S] obtenus avec ADS devraient être proches de ceux obtenus sous HFSS.

La Figure 4-11, représente le schéma électrique sous ADS du dispositif MEMS de modèle T.

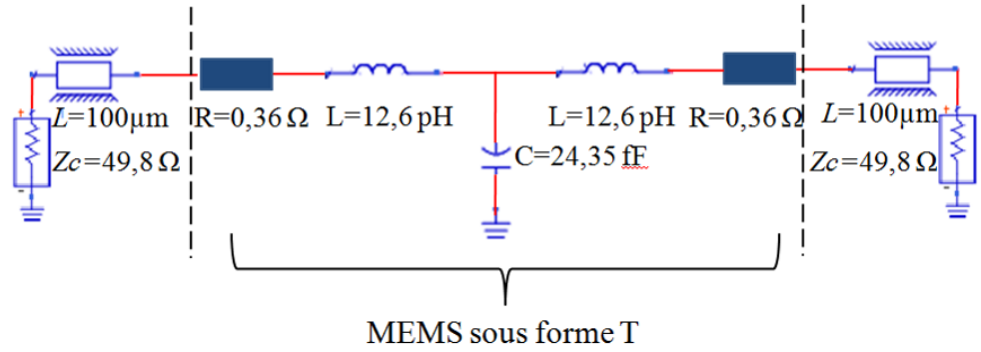


Figure 4-11: Schéma de la structure entière en ADS en remplaçant le dispositif MEMS par le modèle T (ici pour $Z_c = 49,8 \Omega$).

Le MEMS étant de profondeur $100 \mu\text{m}$, schématisé dans la Figure 4-11 par le modèle en T, est branché en parallèle sur une ligne coplanaire divisée en deux tronçons de ligne de longueur $100 \mu\text{m}$ de part et d'autre du dispositif de test.

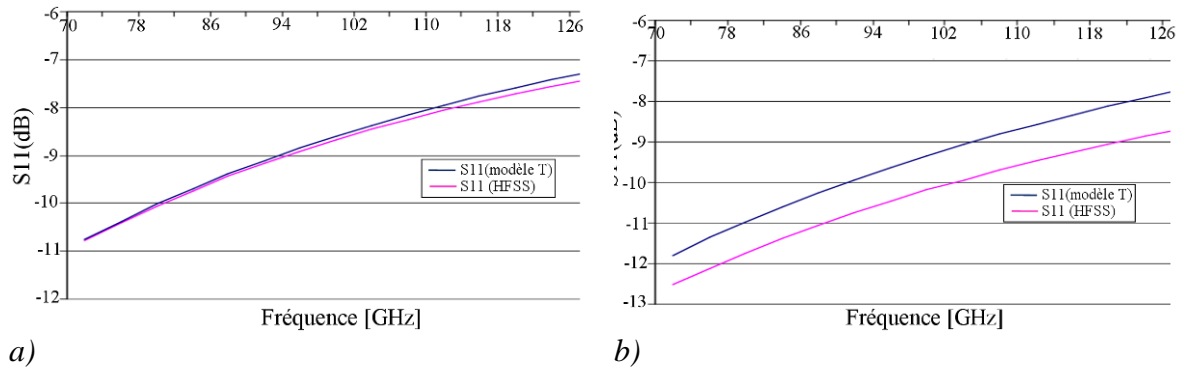


Figure 4-12: Comparaison d'allure du paramètre S_{11} du modèle localisé en forme de T sous ADS et sous HFSS pour une impédance caractéristique a) $Z_c = 49,8 \Omega$ et b) $Z_c = 55 \Omega$.

Une grande compatibilité entre les deux simulations déduites par ADS et HFSS apparaît dans l'intervalle d'impédance variant entre 45Ω et 52Ω . Dans la Figure 4-12 (a), une simulation faite pour une impédance caractéristique de $49,8 \Omega$ (impédance caractéristique de la ligne coplanaire simulée seule) met en évidence la correspondance de ce modèle T avec les simulations HFSS. Cependant, une autre simulation faite pour une impédance caractéristique de 55Ω (Figure 4-12(b)), montre que le modèle T n'est pas le modèle électrique localisé convenable au dispositif MEMS.

Pour $l = 100 \mu\text{m}$ et pour une fréquence de 100 GHz extraite de HFSS, nous déduisons la valeur de la longueur d'onde guidée égale à : $\lambda_g = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} = 1,95 \text{ mm}$. Le rapport entre cette longueur d'onde et la longueur du MEMS est d'environ $1/20$ ce qui représente 18° : les effets de propagation sont sans doute à prendre en compte dans le modèle équivalent du MEMS. Nous allons donc tester un modèle semi-distribué.

Ce modèle est formé de l'ensemble de deux tronçons de lignes de longueur $50 \mu\text{m}$ chacun et d'une capacité localisée présentant la capacité MEMS (Figure 4-13).

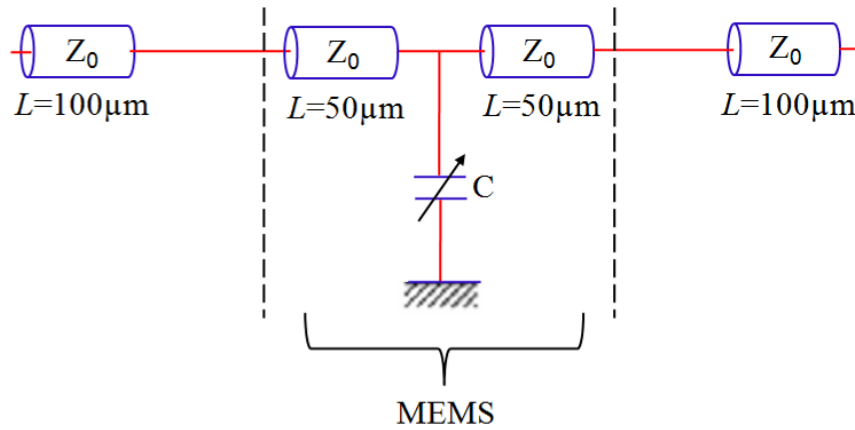


Figure 4-13: Les trois blocs en cascade de l'ensemble (CPW + pont) dans le modèle semi distribué

La Figure 4-14 représente donc le schéma électrique dans ADS exploitant le modèle semi distribué.

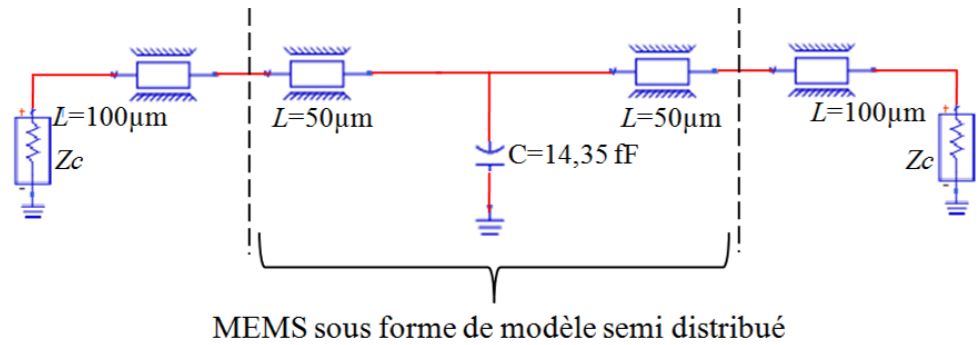
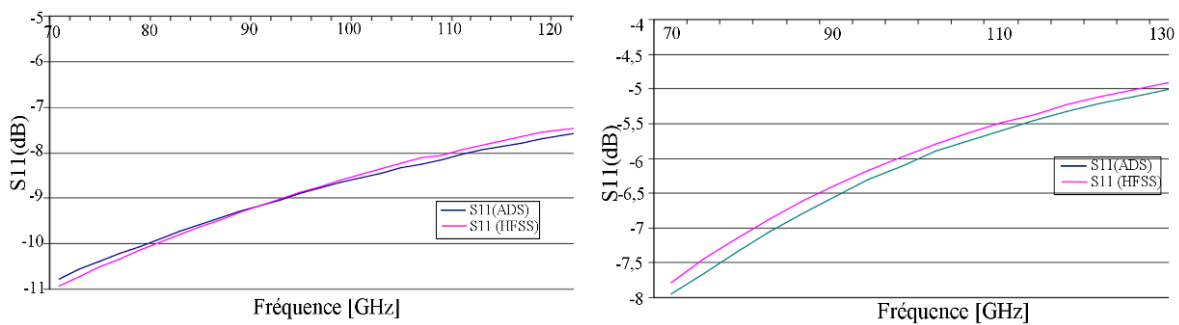


Figure 4-14: Schéma de la structure entière en ADS sous forme de modèle semi distribué.

Les paramètres S_{11} déduits des simulations faites sous ADS et HFSS pour des impédances caractéristiques $Z_c = 49 \Omega$ et 30Ω sont affichés dans la Figure 4-15.



a)

b)

Figure 4-15: Allure de S_{11} simulé avec ADS et HFSS pour a) $Z_c = 48,9 \Omega$ et b) $Z_c = 30 \Omega$.

D'après la Figure 4-15, nous remarquons que les paramètres S_{11} simulés sous ADS du modèle semi distribué sont proches de ceux simulés sous HFSS pour les deux impédances caractéristiques $Z_c = 49 \Omega$ et $Z_c = 30 \Omega$. Donc la grande correspondance entre les simulations ADS pour le modèle proposé et les simulations HFSS pour différentes impédances caractéristiques permet de déduire que le MEMS peut être vu comme l'ensemble d'une capacité localisée branchée sur un tronçon de ligne de longueur $100 \mu\text{m}$. Ce modèle est validé

pour n'importe quelle impédance caractéristique de la ligne ; il emploie des tronçons de ligne au lieu des inductances et capacités localisées qui ne peuvent pas apporter une grande précision à hautes fréquences.

Dans ce paragraphe, le schéma équivalent électronique a été déterminé en utilisant HFSS dont la fiabilité n'est plus à démontrer mais, malheureusement, ce logiciel ne prend pas en compte la supraconductivité du niobium. C'est pour cette raison que, dans le paragraphe suivant, nous allons présenter une simulation d'une ligne microruban supraconductrice sous COMSOL afin de vérifier la fiabilité de ce logiciel pour la prise en compte de la supraconductivité en hyperfréquence.

4.3 La supraconductivité en hyperfréquence

Dans ce sous chapitre, nous allons présenter le formalisme que nous avons utilisé dans notre simulateur pour décrire le comportement du matériau supraconducteur aux fréquences millimétriques. Les dispositifs planaires supraconducteurs présentent, d'une part, des pertes en hautes fréquences et, d'autre part, sont le siège d'une inductance cinétique non négligeable. Ces phénomènes doivent être pris en compte si nous voulons obtenir un modèle électrique fiable de nos MEMS. Dans un premier temps, le modèle à deux fluides sera exposé puis la notion d'inductance cinétique sera abordée. A la fin une simulation de la ligne microruban sera simulée dans le but de pouvoir simuler les effets d'inductance cinétique qui se rajouteront au modèle précédent et, notamment, l'influence des méandres sur le schéma équivalent en millimétrique où ces effets d'inductance cinétique devraient être importants.

4.3.1 Le modèle à deux fluides et les équations de London

Un matériau est considéré comme un supraconducteur si, lorsqu'il est parcouru par un courant continu, sa résistance est nulle en dessous d'une certaine température critique (T_c). Au-delà de cette température, il se comporte comme un métal normal. Mais nous ne saurions confondre un supraconducteur et un conducteur parfait. En effet, il existe une deuxième propriété de la supraconductivité qui a été découverte par Meissner et Ochsenfeld en 1933 : lorsque le matériau supraconducteur est soumis à un faible champ magnétique externe, son induction magnétique devient nulle au dessous de T_c parce qu'il écrante le champ qui le traverse [107]. Dans cet état, le supraconducteur est un matériau diamagnétique parfait.

Il est aussi à noter que, soumis à un rayonnement électromagnétique, un matériau supraconducteur cesse de l'être au-delà de la pulsation de gap définie par :

$$\omega_s = 2 \frac{\Delta(T)}{\hbar} \quad (4-9)$$

avec \hbar la constante de Planck réduite et $\Delta(T)$ le gap d'énergie du matériau en fonction de la température. Pour le niobium, le rapport entre le gap à 0 K ($\Delta(0)$) et sa température critique est d'après [108] :

$$\frac{\Delta(0)}{k_B T_c} = 1,97 \quad (4-10)$$

avec k_B la constante de Boltzmann, nous obtenons $\Delta(0) = 2,5 \cdot 10^{-22}$ J pour $T_c = 9,2$ K
Ceci nous permet de calculer que pour le niobium $f_s = \omega_s/2\pi = 755$ GHz.

La théorie microscopique de la supraconductivité a été formulée par J. Bardeen, L. N. Cooper et J. R. Schrieffer (BCS) en 1957 [109]. C'est une théorie importante qui explique bien l'interaction électron-phonon-électron en présence d'un potentiel attractif et l'appariement des électrons en paires de Cooper qui n'interagissent pas avec le réseau cristallin. Mais cette théorie, de nature quantique, est trop complexe pour être traitée simplement dans des modélisateurs numériques ou analytiques.

Une façon plus simple pour décrire la supraconductivité est le modèle à deux fluides. Son hypothèse consiste en l'existence d'électrons de deux types différents : les électrons « normaux », dont les caractéristiques sont les mêmes que dans les matériaux normaux (pertes Joule) et les électrons « supraconducteurs » dont les caractéristiques sont radicalement différentes (pas de pertes). Le principe du modèle bi-fluide est que lorsqu'on refroidit au dessous de la température critique du matériau supraconducteur, la densité de superfluide (les électrons supraconducteurs) augmente tandis que celle du fluide normal (les électrons normaux) diminue. Ce modèle s'avère très utile pour formuler les idées et les concepts de base menant à l'expression d'une conductivité complexe pour les matériaux supraconducteurs en hyperfréquence, expression que nous emploierons par la suite.

Dans l'idée du modèle de London-bi-fluide, si n est la densité totale d'électrons libres, n_n est la densité des électrons de l'état normal et n_s est la densité des électrons supraconducteurs, le rapport entre la densité des électrons de l'état normal et la densité des électrons supraconducteurs dépend de la température. La concentration d'électrons supraconducteurs décroît avec la température pour arriver à zéro à la température critique T_c :

$$\begin{aligned} n &= n_n + n_s \\ n_s &= n \cdot (1 - \eta) \\ \eta(T) &= \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 \end{aligned} \tag{4-11}$$

$\eta(T)$ est le rapport de la densité des porteurs dans l'état normal à la densité de porteurs dans le modèle bi-fluide [108] .

D'autre part, l'hypothèse des frères London a été de considérer que les électrons supraconducteurs ne subissent pas de frottement. La relation fondamentale de la force agissant sur un électron supraconducteur sous l'action d'un champ électrique en prenant en compte la force due à la diffusion des électrons normaux au sein du réseau cristallin est :

$$m \frac{d\vec{v}_s}{dt} + m \frac{\vec{v}_n}{\tau_{tr}} = -e\vec{E} \tag{4-12}$$

avec v_s et v_n les vitesses respectives des électrons supraconducteurs et normaux, e la charge de l'électron, m sa masse et τ_{tr} est le temps de relaxation pendant lequel le champ électrique agit librement sur les électrons.

La densité de courant totale est égale à la somme de densité de courant déduite par le fluide normal et celle déduite par le fluide supraconducteur :

$$\vec{J} = \vec{J}_n + \vec{J}_s = -n_n e \vec{v}_n - n_s e \vec{v}_s \quad (4-13)$$

Nous pouvons remarquer qu'en régime de basses températures et à basse fréquence, la densité des électrons normaux est généralement très faible devant la densité des électrons supraconducteurs ce qui rend J_n négligeable devant J_s .

Les relations (4-3) et (4-4) permettent de déduire la première équation de London :

$$\frac{d\vec{J}_s}{dt} = \left(\frac{n_s \cdot e^2}{m} \right) \cdot \vec{E} = \left(\frac{1}{\mu_0 \lambda_L^2} \right) \cdot \vec{E} \quad (4-14)$$

où λ_L est définie comme étant la « longueur de pénétration ».

Ainsi, en appliquant les équations de Maxwell, nous obtenons la deuxième équation de London :

$$\vec{J}_s = - \left(\frac{n_s \cdot e^2}{m} \right) \cdot \vec{A} = - \left(\frac{1}{\mu_0 \lambda_L^2} \right) \cdot \vec{A} \quad (4-15)$$

C'est-à-dire :

$$\nabla^2 \vec{B} = - \left(\frac{n_s \cdot e^2 \cdot \mu_0}{m} \right) \cdot \vec{B} = - \left(\frac{1}{\lambda_L^2} \right) \cdot \vec{B} \quad (4-16)$$

Ces équations signifient que des densités de courant se forment dans le supraconducteur pour s'opposer à la présence d'un champ magnétique extérieur. Ce champ s'atténue de façon exponentielle en pénétrant dans le supraconducteur. La distance de pénétration de ce champ magnétique est celle de la longueur d'onde de pénétration λ_L .

La signification physique de λ_L est la longueur sur laquelle le champ magnétique pénètre un échantillon supraconducteur dans l'état Meissner. D'après l'équation (4-6), nous avons :

$$\lambda_L = \sqrt{\left(\frac{m}{n_s(T) \cdot e^2 \cdot \mu_0} \right)} \quad (4-17)$$

Pour le niobium, cette longueur de pénétration à $T = 0$ K vaut 39 nm [110].

En réintroduisant la relation (4-3) dans l'équation précédente (4-9) nous pouvons déterminer la variation de λ_L en fonction de la température :

$$\lambda_L(T) = \frac{\lambda_L(0)}{\sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_c} \right)^4}} \quad (4-18)$$

Il ne faut pas confondre cette longueur de pénétration λ_L qui dépend de la température et du champ magnétique et celle de l'épaisseur de peau utilisable pour les pertes dans les métaux normaux qui dépend à la fois de la fréquence et de la température.

4.3.2 Conductivité complexe et notion d'impédance de surface

Intéressons nous maintenant à la conductivité totale. Nous pouvons réécrire l'équation (4-13) sous la forme suivante :

$$\vec{J} = \vec{J}_n + \vec{J}_s = (\sigma_n + \sigma_s) \cdot \vec{E} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (4-19)$$

avec σ_n la conductivité électrique des électrons normaux et σ_s celle des électrons supraconducteurs. La conductivité liée aux électrons normaux s'écrit d'après le modèle de Drude :

$$\sigma_n(\omega) = \frac{\sigma_0}{1 + j\omega \cdot \tau_{tr}} \quad (4-20)$$

où la conductivité en continu est égale à $\sigma_0 = \frac{n_n e^2 \tau_{tr}}{m}$

En revanche, il est d'usage [111] de définir la contribution à la conductivité due au superfluide liée à la longueur d'onde de pénétration par :

$$\sigma_s(\omega, T) = -j \frac{1}{\omega \mu_0 \lambda_L^2} \quad (4-21)$$

La conductivité totale d'un matériau supraconducteur s'écrit donc :

$$\sigma(T, \omega) = \sigma_n(\omega) + \sigma_s(\omega, T) = \frac{\sigma_0}{1 + j\omega \tau_{tr}} - j \frac{1}{\mu_0 \cdot \omega \cdot \lambda_L^2} \quad (4-22)$$

Il est usuel d'écrire la conductivité totale d'après [112] :

$$\sigma(T, \omega) = \sigma_1(T, \omega) - j\sigma_2(T, \omega) = \begin{cases} \sigma_1(T, \omega) = \sigma_n(T, \omega) \cdot \eta = \frac{\sigma_0}{1 + j\omega \tau_{tr}} \cdot (T/T_c)^4 \\ \sigma_2(T, \omega) = \frac{1}{\mu_0 \omega \lambda_L^2(T, H)} \end{cases} \quad (4-23)$$

Pour le niobium, à $T = 4,2$ K et à la fréquence de 100 GHz, compte tenu d'un τ_{tr} de quelques dizaines de f_s [114], σ_1 théorique est de l'ordre de $0,2 \cdot 10^7$ S.m⁻¹ ce qui est très inférieur à σ_2 qui vaut environ 10^8 S.m⁻¹ [114].

Cependant, pour déterminer le comportement de l'onde dans les conducteurs quelque soit la topologie de la ligne (CPW ou microruban), la notion d'impédance de surface (Z_s) doit être introduite. L'impédance de surface est définie comme le rapport entre les champs

électriques tangentiels E_T et les champs magnétiques tangentiels H_T . Pour un métal normal elle est liée à la conductivité d'après [115] par :

$$Z_s = \frac{E_T}{H_T} = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma}} \quad (4-24)$$

Dans le cas d'un supraconducteur, la conductivité σ doit être remplacée par l'expression complexe $(\sigma_1 - j\sigma_2)$:

$$Z_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2|\sigma|^2}} ((|\sigma| - \sigma_2) + j(|\sigma| + \sigma_2)) \quad (4-25)$$

En considérant le cas général où $\sigma_2 \gg \sigma_1$, nous obtenons :

$$Z_s = \frac{\sigma_1}{2\sigma_2} \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{\sigma_2}} + j \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{\sigma_2}} = R_s + jX_s \quad (4-26)$$

Donc l'impédance de surface possède un terme résistif (R_s) et un terme inductif (X_s) représenté par une inductance « cinétique » puisqu'elle correspond à l'énergie cinétique emmagasinée par les paires de Cooper. Pour des températures inférieures à la température critique, la théorie Mattis-Bardeen prévoit [116] :

$$R_s = \frac{\mu_0^2 \sigma_1 \lambda_L^3}{2} \omega^2 \quad (4-27)$$

Nous remarquons que la résistance surfacique varie alors comme le carré de la fréquence, tandis que pour un métal normal la résistance de surface varie comme la racine carrée de la fréquence puisque sa conductivité est réelle et ne dépend que de la température.

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (4-28)$$

Donc si la résistance de surface d'un supraconducteur est plus faible qu'un métal à une fréquence donnée, lorsque la fréquence augmente, cette dernière augmentera plus rapidement qu'un métal normal. A une certaine fréquence, les deux résistances de surface seront égales si bien que certains supraconducteurs deviennent alors moins performants que le cuivre à la même température ! C'est notamment le problème des supraconducteurs à haute température critique. Pour le niobium, nous avons vérifié qu'il n'y a pas ce problème puisque cette fréquence se situe vers la dizaine de THz, c'est-à-dire largement au-dessus de la fréquence de gap. Nous pouvons donc implémenter dans COMSOL un modèle de matériau supraconducteur n'ayant comme conductivité qu'un seul et unique terme imaginaire pur correspondant à l'équation (4-21).

4.3.3 Prise en compte de la supraconductivité sous COMSOL

Dans le paragraphe (4.2), nous avons déduit qu'un dispositif MEMS monté sur une ligne coplanaire est équivalent à un modèle semi distribué en hyperfréquence à température ambiante. Ce résultat a été trouvé grâce à des simulations sous HFSS, un logiciel de modélisation 3D par éléments finis qui est très connu en RF. Mais cet ensemble (MEMS et CPW) fabriqué en niobium supraconducteur, ne peut être simulé sous HFSS si nous souhaitons prendre également en compte les déformations mécaniques.

Le logiciel multiphysique de modélisation 3D par éléments finis COMSOL est a priori un bon candidat pour cela car il offre la possibilité de fixer une expression arbitraire de la conductivité électrique, même complexe. Nous avons vu dans le chapitre 3, la pertinence d'utiliser ce logiciel pour des simulations électrostatique – mécanique mais, à notre connaissance, c'est la première fois que sa validité est testée dans le domaine de la supraconductivité.

Pour cela, la méthode consiste à déterminer les paramètres $[S]$ d'une ligne microruban (MicroStrip MS) dont la conductivité sera considérée comme imaginaire pure. Ensuite, les résultats sur les paramètres linéiques extraits seront comparés avec des résultats calculés dans la littérature. Nous avons dans un premier temps choisi une ligne microruban à la place d'une structure CPW car il y avait plus de résultats dans la littérature concernant les lignes MS supraconductrices qui nous permettraient de faire des comparaisons utiles et pertinentes.

La ligne microruban est constituée d'un plan de masse, d'un substrat d'épaisseur H et de permittivité relative ϵ_r et d'un ruban métallique d'épaisseur T et de largeur W (voir Figure 4-16). Le mode fondamental de propagation est le mode quasi-TEM, parce que la section transverse n'est pas homogène. Généralement les amplitudes longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles et nous les négligerons. Pour garantir une propagation quasi-TEM et s'affranchir de l'apparition des modes d'ordre supérieur qui peuvent se propager dans la ligne microruban, il est en outre important de vérifier que l'épaisseur H reste inférieure au quart de la longueur d'onde minimale [117].

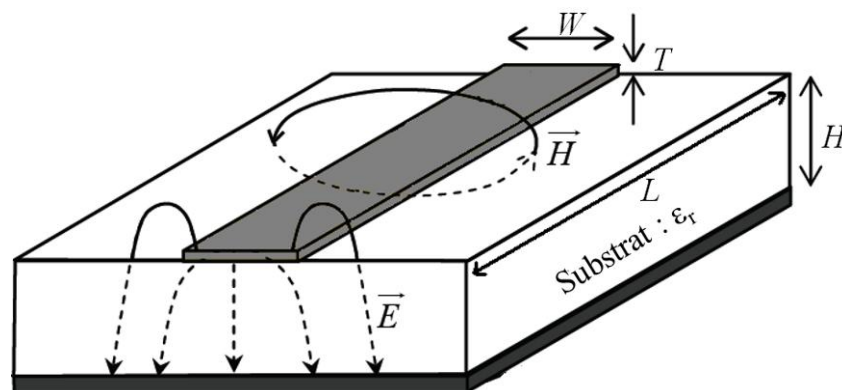


Figure 4-16: définitions des dimensions d'une ligne microruban avec ses lignes de champs électrique et magnétique.

La simplicité de cette architecture de ligne et sa facilité de réalisation l'ont rendue très largement utilisable pour réaliser des circuits hyperfréquences. Mais dans cette topologie nous ne pouvons pas éviter les vias pour assurer la connexion avec le plan de masse et dans ce cas il faut prendre en compte les inductances parasites associées.

Nous avons vu dans le sous paragraphe (4.3.1) que l'effet supraconducteur est caractérisé non seulement par des effets électriques mais encore par des effets magnétiques.

Par ailleurs, l'appariement des porteurs en paires de Cooper dans le matériau supraconducteur modifie de façon sensible leur comportement cinétique. Donc pour la ligne microruban, ceci se traduit par un effet inductif supplémentaire, dont l'origine est purement interne au matériau.

Ainsi, à l'inductance linéique de ligne d'origine géométrique $L_{géo}$, appelée « inductance externe », il convient d'ajouter pour le ruban supraconducteur composant la ligne une inductance interne L_s , « appelée inductance cinétique » en référence à l'effet de retard sur le mouvement cinétique des paires de Cooper. Donc la nouvelle inductance linéique de ligne L_{tot} s'écrit :

$$L_{tot} = L_{géo} + L_s \quad (4-29)$$

La méthode pour vérifier la fiabilité de COMSOL pour prendre en compte la supraconductivité consiste à extraire l'inductance linéique L_{tot} d'une ligne microruban simulée sous COMSOL pour plusieurs valeurs de la largeur (W) où l'inductance cinétique L_s devient comparable à celle de l'inductance externe $L_{géo}$. Ensuite les valeurs de L_{tot} seront comparées avec celles qui ont été calculées par différentes méthodes dans les références [118] et [119]. Les dimensions géométriques (T , H et W) et la longueur de pénétration λ_L ont été définies dans ces articles. Le diélectrique choisi est du quartz ce qui permet de rejeter le mode d'ordre supérieur à 200 GHz.

Ces géométries de MS ont été dessinées et simulées sous COMSOL pour une fréquence de 100 GHz. Pour introduire la conductivité sous COMSOL nous avons utilisé la valeur de conductivité totale déduite de (4-15) à une température $T \ll T_c$:

$$\sigma(T, \omega) = -j\sigma_2(T, \omega) = -j \frac{1}{\mu_0 \omega \lambda_L^2(T, H)} \quad (4-30)$$

soit une valeur de $\sigma(T, \omega) = -j7 \cdot 10^7$ S/m

Une coupe de la répartition du champ électrique et du champ magnétique de la structure dessinée et simulée avec COMSOL est représentée dans la Figure 4-17 pour des dimensions particulières $W = 14 \mu\text{m}$, $T = 0,5 \mu\text{m}$, $H = 0,18 \mu\text{m}$ et $L = 100 \mu\text{m}$:

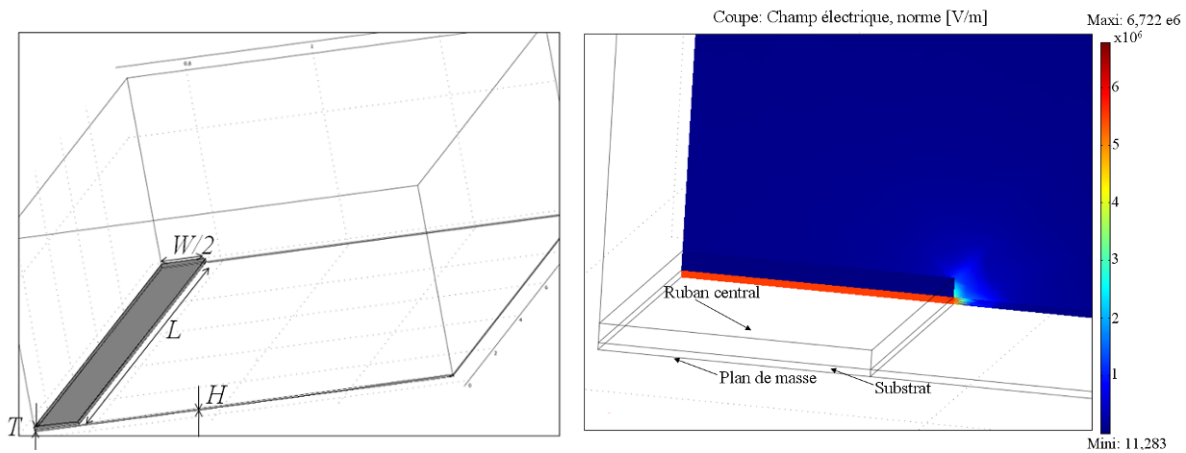


Figure 4-17: Schéma de la ligne microruban supraconductrice simulée sous COMSOL et représentation de la densité des lignes de champ électrique dans une moitié de ligne.

Pour extraire les paramètres secondaires de la ligne MS, nous suivons les mêmes étapes que pour extraire les paramètres secondaires de la ligne CPW dans le paragraphe (4.2). Voici la matrice [ABCD] déduite des paramètres [S] simulées à 100 GHz :

$$M_{MS} = \begin{pmatrix} 0,8939 & 0,0002 + 1,5465j \\ 0,1299j & 0,8939 \end{pmatrix} \quad (4-31)$$

Par identification avec la matrice [ABCD] d'une ligne de transmission de longueur L et d'impédance caractéristique Z_c , nous obtenons les paramètres secondaires de la ligne soient Z_c et γ :

$$M_{MS} = \begin{cases} Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} = 3,4503 \text{ Ohms} \\ \gamma = \frac{\text{arch}(A)}{L} = \alpha + j\beta = j4647,6 \text{ (rad / m)} \end{cases} \quad (4-32)$$

Nous remarquons que la partie réelle α de γ est nulle. L'impédance caractéristique de la ligne et la constante de propagation de l'onde permettent de savoir la valeur d'inductance linéique totale de la ligne d'après la matrice [ABCD].

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_{tot}}{C}} \quad (4-33)$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{L_{tot}C}$$

D'où : $L_{tot} = 25,6 \text{ fH}/\mu\text{m}$. Nous vérifions également que la capacité linéique correspond à la valeur attendue $C = 2,14 \text{ fF}/\mu\text{m}$.

La prise en compte de la supraconductivité est essentielle car la proportion de l'inductance cinétique dans la valeur de l'inductance totale est loin d'être négligeable dans notre cas. D'après [118], l'inductance linéique L_{tot} peut s'écrire sous la forme:

$$L_{tot} = \frac{\mu_0}{WK(W, H, T)} \left\{ H + \lambda_L \left[\coth\left(\frac{T}{\lambda L}\right) \right] \right\} \quad (4-34)$$

où $K(W, H, T)$ est l'effet de bord des lignes de champs. Le premier facteur de cette équation correspond à l'inductance géométrique et le deuxième facteur à l'inductance cinétique. Comme la hauteur H est constante, le rapport de ces deux inductances est constant et égal à :

$$\frac{H}{\lambda_L \left[\coth\left(\frac{T}{\lambda L}\right) \right]} = 1,33 \quad (4-35)$$

La valeur de L_s est donc dans tous les cas comparable à celle de $L_{géo}$.

Chapitre 4 :Vers des applications en Radioastronomie millimétrique

La valeur de l'inductance totale est maintenant comparée avec celles obtenues avec trois méthodes de calculs régulièrement utilisées dans la littérature : Alsop, FastHenry et Chang [118][119]. Le résultat de cette comparaison est présenté dans le Tableau 20 .

W (μm)	W/H	L_{tot} (pH . μm^{-1}) (Alsop method)	L_{tot} (pH . μm^{-1}) (FastHenry)	L_{tot} (pH . μm^{-1}) (Chang method)	L_{tot} (pH . μm^{-1}) (Sim. COMSOL)
14	77,8	0,0266	0,0261	0,0265	0,0256
4,5	25,0	0,0730	0,0726	0,0742	0,0688
2,7	15,0	0,1115	0,1089	0,1136	0,10466
1,8	10,0	0,1522	0,1517	0,1555	0,13723
0,9	5,00	0,2456	X	0,2446	0,20726
Erreur en % (Alsop method)		Erreur en % (FastHenry)		Erreur en % (Chang method)	
3,98%		2,15%		3,62%	
5,75%		5,23%		7,28%	
6,13%		3,89%		7,87%	
9,84%		9,54%		11,75%	
15,61%		X		15,27%	

Tableau 20 : Résultats des comparaisons entre l'inductance totale déduite par la simulation et par 3 méthodes de calcul pour $T = 0,5 \mu\text{m}$, $H = 0,18 \mu\text{m}$ et $\lambda_L = 0,135 \mu\text{m}$.

Nous remarquons qu'il y a un bon accord entre les valeurs simulées et celles déduites par diverses méthodes de calcul éprouvées jusqu'à une valeur de W/H égale à 15. Par contre, lorsque le rapport W/H est plus petit que 15, l'erreur entre la simulation et ces trois méthodes augmente jusqu'à 15,6 % pour une largeur 5 fois plus importante que la hauteur.

Il est bien connu que pour des W/H proche de l'unité les incertitudes des méthodes de calcul augmentent considérablement [120]. En effet, les effets de bord qui sont plus importants à ces W/H , sont difficilement modélisables.

Une solution serait de comparer les résultats indiqués dans le Tableau 20 avec des mesures pour des structures à W/H faibles mais du fait de l'accroissement de la densité de courant sur les bords du ruban qui rend les valeurs mesurées plus sensibles aux inévitables inhomogénéités et défauts de gravure du film supraconducteur, il n'existe quasiment pas de résultats publiés avec de telles structures. Nous avons néanmoins pu effectuer une comparaison avec des résultats publiés en 1994 [110]. Dans ce travail, la structure microruban est formée d'un ruban de niobium de très bonne qualité cristalline (dépôt sous ultra vide) de largeur $7,5 \mu\text{m}$ et le diélectrique est constitué d'un film de kapton d'épaisseur $12,5 \mu\text{m}$, ce qui nous amène à un W/H de 0,6. Cette ligne a été caractérisée avec un analyseur de réseau vectoriel entre 1 MHz et 1 GHz, à la température de 4,2 K. La valeur de l'inductance totale mesurée est de 600 nH.m^{-1} . Notre simulation est en très bon accord avec cette mesure car elle prévoit une valeur de 592 nH.m^{-1} alors que celle de Chang indique 527 nH.m^{-1} .

Nous concluons dans ce paragraphe que le logiciel Multiphysique COMSOL est capable de simuler des lignes de transmission supraconductrices. Ceci rendra possible de simuler le dispositif MEMS avec méandres monté sur une ligne coplanaire en niobium pour ainsi en extraire l'inductance cinétique L_s totale due notamment aux quatres méandres.

4.4 Conclusion

Les simulations avec le simulateur 3D HFSS d'un dispositif MEMS à pont uniforme monté sur une ligne coplanaire ont permis de déduire que le dispositif peut être approximé par un modèle électrique semi distribué composé d'une capacité localisée branchée sur une ligne coplanaire de même profondeur que le MEMS.

De plus, nous avons montré que le logiciel Multiphysique COMSOL est capable de simuler des lignes supraconductrices en hyperfréquences. Ceci est un résultat original et qui rendra possible la simulation multiphysique (mécanique, électrique RF et supraconducteur) du dispositif complet afin d'affiner le modèle semi-distribué précédent et de pouvoir concevoir ultérieurement des dispositifs millimétriques utilisant ces MEMS supraconducteurs.

Bibliographie : Chapitre 4

- [106] J. M. Duchamp, "*Etude et conception de structures périodiques, type lignes de transmission non linéaire, pour des applications de multiplication de fréquences en bande V*", Thèse de doctorat, Université de Savoie, France, Décembre 2004.
- [107] W. Meissner et R. Ochsenfeld, "*Naturwissenschaften*", vol. 21, pp. 787, 1933.
- [108] G. Chattopadhyay and J. Zmuidzinas, "*A dual-Polarized Slot Antenna for millimeter waves*", *Rev.Mod.Phys*, vol. 46, No. 5, pp. 736-737, 1998.
- [109] J. Bardeen, L.-N. Cooper and J.-R. Schrieffer, "*Theory of superconductivity*", *Physical Review*, vol. 108, No. 5, pp. 1175-1204, Décembre 1957
- [110] P. Xavier, "*Etude de la réponse Hyperfréquence des vortex dans des couches minces Supraconductrices à Haute température critique*", Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier de Grenoble, Février 1994.
- [111] J. Kermorvant, "*Dissipation par effet Joule en régime hyperfréquence dans les supraconducteurs à haute température critique*", Thèse de doctorat, Ecole polytechnique, France, Octobre 2010.
- [112] R.-A. Alper et R.-C. Herman, "*Theory of the Origin and Relative Abundance Distribution of the Elements*", *Rev.Mod.Phys*, vol. 22, No. 2, pp. 152-212, 1950.
- [113] A.V. Pronin and al, "*Direct observation of the superconducting energy gap developing in the conductivity spectra of niobium*", *Physical Review B*, vol. 57, No. 22, pp. 14416-14421, Juin 1998.
- [114] C. Tong et K. Wu, "*Propagation characterisation of thin film superconducting microstrip line for terahertz applications*", *Electronics Letters*, vol. 27, No. 24, pp. 2299-2300, Novembre 1991.
- [115] D.S. Linden et al, "*Modified two -fluid Model for Superconductor Surface Impedance*", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 4, No. 3, Septembre 1994.
- [116] H. Piel et G. Muller, "*The Microwave Surface Impedance of High-Tc Superconductors*", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, No. 2, Mars 1991.
- [117] P. A. Rizzi, "*Microwave Engineering: Passive Circuits*", Prentice-Hall International Edition, 1988.
- [118] W. H. Chang, "*The inductance of a superconducting strip transmission line*", *Journal of Applied Physics*, vol. 50, No. 12, pp. 8129-8134, Décembre 1979.
- [119] C.K. Teh, M. Kitagawa et Y. Okabe, "*Inductance Calculation of 3D Superconducting Structures with Ground Plane*", *Supercond.Sci.Rechnol*, vol. 12, pp. 921-924, 1999.
- [120] D.M Sheen et al, "*Current distribution, resistance, and inductance for superconducting strip transmission lines*", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 1, No. 2, pp. 108-115, 1991.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Ce travail de thèse s'est inscrit dans un projet collaboratif soutenu par la Région Rhône Alpes entre l'Institut de Radioastronomie Millimétrique de Grenoble, l'Institut des Nanotechnologies de Lyon, l'Ecole des Mines de St Etienne et notre laboratoire IMEP-LAHC. Il visait principalement à déterminer un modèle électromécanique simple de MEMS supraconducteurs en niobium implantable dans des simulateurs électromagnétiques en vue de la conception de radiotélescopes utilisant ces MEMS.

Pour cela, nous avons étudié deux générations de MEMS : les MEMS à ponts uniforme et les MEMS avec méandres. La première génération de MEMS montre une variation relative maximale de capacité de l'ordre de la dizaine de pourcents, limitée par la présence d'une capacité parasite de substrat en parallèle avec celle du MEMS et du même ordre de grandeur que celle-ci.

Compte tenu de l'absence d'échantillons de MEMS de première génération, nous n'avons pas fait de caractérisations de ces MEMS. Par contre, nous avons disposé de plusieurs échantillons de MEMS de deuxième génération et, de ce fait, des mesures profilométriques, vibrométriques, aux rayons X, électriques et thermiques ont été faites sur ces MEMS avec méandres dans deux géométries différentes : MEMS carrés ($100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$) et MEMS rectangulaires ($165\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$).

Les mesures profilométriques ont montré un déplacement du pont en moyenne égal à $0,2\text{ }\mu\text{m}$ pour les deux géométries étudiées et des flambages suivants les deux axes probablement dus à la présence d'une contrainte résiduelle et d'un gradient de contrainte dans l'épaisseur de la couche de niobium. Cette hypothèse de gradient de contrainte a été validée par les mesures aux rayons X et est bien en accord avec des simulations électromécaniques sous ANSYS et sous COMSOL. Les flambages sont plus importants pour les MEMS rectangulaires que pour les MEMS carrés et ont pour effet de limiter la variation relative de la capacité. Ceci nous permet de donner une première conclusion importante pour guider les futurs utilisateurs de ces dispositifs : il sera préférable d'utiliser des MEMS carrés à la place des MEMS rectangulaires dans les applications.

De plus, les mesures de $C(V)$ sur ces MEMS carrés ont permis d'évaluer l'effet des paramètres des méandres sur la tension de pincement qui varie entre 30 V et 55 V. Globalement, nous avons ainsi constaté que plus les méandres sont étroits, plus V_{pi} diminue. Par conséquent, aujourd'hui, nous sommes capables de donner aux concepteurs les tailles de méandres qu'il faut choisir pour obtenir une valeur déterminée de la tension pull-in. Ceci constitue la deuxième conclusion notable de notre travail.

Ces dernières mesures de $C(V)$ sur des MEMS de deuxième génération ont aussi montré une variation relative moyenne de la capacité égale à 20 % (donc deux fois plus importante que pour les MEMS de première génération) malgré la présence d'une capacité parasite qui limite cette variation.

En outre, les mesures en fonction de la température ont démontré que la température n'a aucun effet sur cette variation relative de la capacité et sur la tension de pincement des ponts carrés.

A partir de là, un modèle électromécanique simple basé sur le modèle de capacité plane a été testé sur ces deux générations de MEMS. Pour les MEMS à ponts uniforme, compte tenu des incertitudes sur les mesures à notre disposition, nous n'avons pas pu conclure

si ce modèle est valide ou non mais nous avons néanmoins constaté qu'il ne décrit pas de façon réaliste le comportement du MEMS (flambage).

En revanche, pour les MEMS avec méandres, nous avons démontré que l'hypothèse consistant à considérer ces MEMS comme des condensateurs à plaques parallèles a pu être validée. Le modèle fait intervenir une raideur équivalente du pont, considéré comme un ressort, et nous avons présenté une nouvelle approche pour prédire la raideur du ressort tenant compte à la fois du flambage et des paramètres des méandres. Une question reste cependant ouverte : pour que cette approche soit valide, il nous a fallu utiliser une valeur du module d'élasticité du niobium (E) égale à 85 GPa alors que la littérature donne une valeur généralement aux alentours de 105 GPa.

Enfin, ces dispositifs accordables destinés à être utilisés dans des récepteurs hétérodynes, nécessitent un modèle électrique équivalent. Le modèle hyperfréquence proposé pour ces dispositifs de MEMS à pont uniforme montés sur une ligne coplanaire est un modèle semi distribué. Il est composé d'une capacité localisée branchée sur une ligne coplanaire de même profondeur que le MEMS. Nous avons pour cela effectué des simulations en 3D sous HFSS et en 2D sous ADS. De plus, nous avons montré que le logiciel Multiphysique COMSOL est capable de simuler des lignes supraconductrices en hyperfréquences. Ceci est un troisième résultat important qui rendra possible la simulation multiphysique (mécanique, électrique RF et supraconducteur) du dispositif complet afin d'affiner le modèle semi-distribué précédent et de pouvoir concevoir ultérieurement des dispositifs millimétriques utilisant ces MEMS supraconducteurs.

En définitive, nous concluons que les échantillons carrés de MEMS supraconducteurs avec méandres issus de la technologie de l'IRAM sont satisfaisant pour de l'adaptation d'impédance accordable et du filtrage variable dans les récepteurs hétérodyne large bande dans le domaine millimétrique (typiquement de 80 GHz à 115 GHz).

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

Conférences internationales

N. Alcheikh, P. Xavier, J.M Duchamp et K. Schuster, «*Validation of a Simple Electromechanical Model of Superconducting MEMS used in Radio-Astronomy*», 1st International Conference on Superconducting Electronics, Naples, Italie, Septembre 2008.

N. Alcheikh, P. Xavier et J.M Duchamp, «*Modeling and Characterization of Superconducting MEMS for Microwave Applications in Radioastronomy*», Comsol International Conference, Hannover, Allemagne, Novembre 2008.

N. Alcheikh, P. Xavier et J.M Duchamp, «*Modélisation et Caractérisation de MEMS Supraconducteurs pour des applications Hyperfréquences en Radioastronomie*», Telecom 2009 & 6 ème JFMMA, Agadir, Maroc, Mars 2009.

N. Alcheikh, P. Xavier, J.M Duchamp et K. Schuster, «*Variable Capacitance and Pull-in Voltage Analysis of Electrically Actuated Meander-Suspended Superconducting MEMS*», Comsol International Conference, Paris, France, Novembre 2010.

Conférences nationales

N. Alcheikh, P.Xavier and J.M Duchamp, «*Modélisation et Caractérisation de MEMS Supraconducteurs pour des applications Hyperfréquences en Radioastronomie*, » Journées Supra, Paris, France, juin 2008.

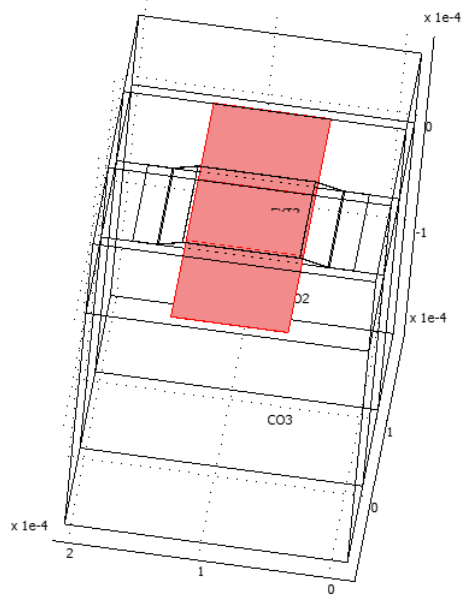
N. Alcheikh, W. Sahyoun, P.Xavier and J.M Duchamp, «*Modélisation électromécanique et radiofréquence de MEMS supraconducteurs pour des applications en radioastronomie*», 16èmes Journées Nationales Microondes, Grenoble, France, Mai 2009.

N. Alcheikh, A. Navarrini, P. Serres, J.M Duchamp and P. Xavier, «*Intérêt d'une Co-Simulation Matlab-ADS pour la Conception d'un Récepteur Hétérodyne Millimétrique Supraconducteur*», 17èmes Journées Nationales Microondes, Brest, France, Mai 2011.

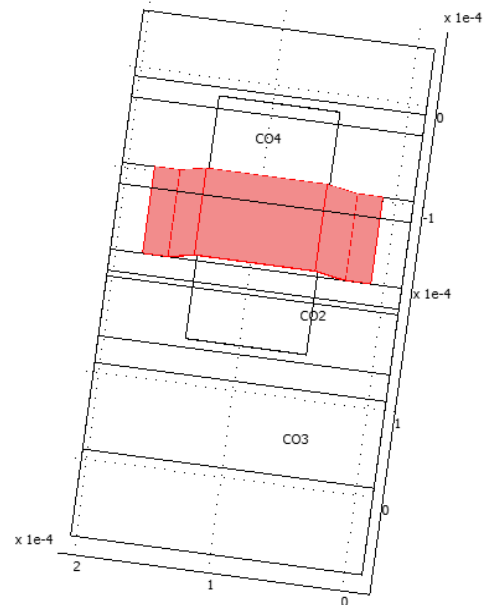
Annexe

Annexe A

COMSOL 3.4 Modèle Electrostatique

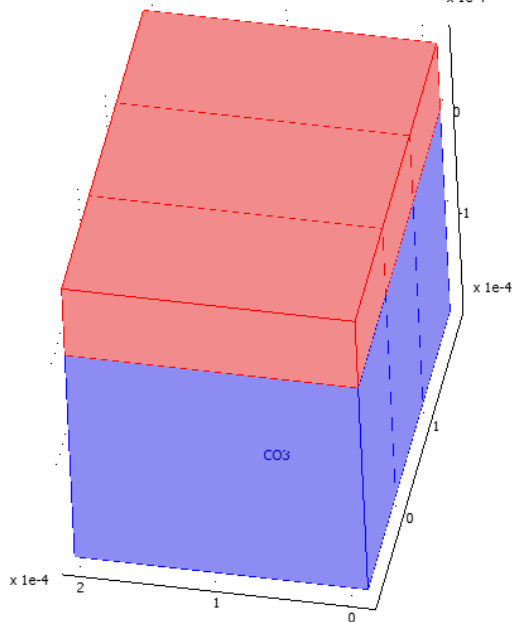


(a) Electrodes en bas : Port.

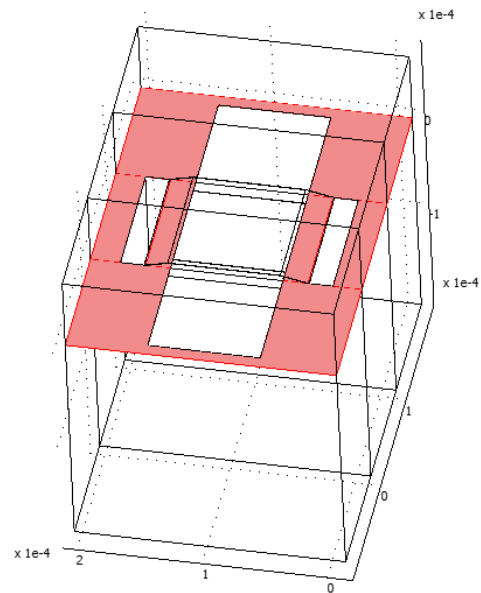


(b) MEMS : Masse (V=0).

Pour calculer la capacité $C_{ii} = 2 \int \frac{W_e}{V^2}$



(c) Box: Zero charge/Symmetry, $n \cdot D = 0$.
La composante normale du vecteur déplacement électrique est constante.



(d) Continue: $n \cdot (D_1 - D_2) = 0$.

Liste des Figures:

<i>Figure 1-1 Spectre électromagnétique, et exemples d'utilisation de ces ondes.</i>	16
<i>Figure 1-2 L'opacité atmosphérique au spectre électromagnétique</i>	17
<i>Figure 1-3 : La transmission en fonction de la fréquence.</i>	18
<i>Figure 1-4 : Photographie du radiotélescope Pico Veleta (a) et mesures de l'émission de l'oxyde de carbone de la galaxie M51 (b).</i>	20
<i>Figure 1-5 : Photographie de l'interféromètre du plateau de Bure [13] (a) et image de l'étoile « Cygni » à l'étape finale de son évolution (b).</i>	21
<i>Figure 1-6 : Rayonnement du corps noir en fonction de la température.</i>	22
<i>Figure 1-7 : Chaîne de récepteur hétérodyne.</i>	25
<i>Figure 1-8 : Vue 3D de la tête RF comportant l'antenne, le court-circuit mobile, le guide d'onde, le mélangeur SIS et un filtre RF ; le zoom situé en bas montre la jonction SIS et sa structure d'adaptation RF en Nb.</i>	26
<i>Figure 1-9 : Choix technologiques envisageables pour les dispositifs accordables aux fréquences millimétriques.</i>	27
<i>Figure 1-10: Evolution du nombre d'articles de 1970 jusqu'à 2011.</i>	28
<i>Figure 1-11:</i>	29
<i>Figure 1-12:Schéma du commutateur SPDT utilisant la technique NBB (Negative Body Bias).</i>	29
<i>Figure 1-13:</i>	30
<i>Figure 1-14:Circuit équivalent du FD-FET avec le modèle de la ligne de transmission avec pertes ($G = 0$, $C = C_{TL}dx + C_{FET} dx$ à l'état ON et $G = G_{FET} dx$; $C = C_{TL} dx$ à l'état OFF).</i>	30
<i>Figure 1-15:</i>	31
<i>Figure 1-16: Exemples d'applications des switches dans les systèmes à ondes millimétriques : a) Emetteurs – Récepteurs à une seule antenne ;</i>	32
<i>Figure 1-17: Vue de l'interrupteur de contact ohmique RF-MEMS proposé par Yong Seo Lee et al (a) et son principe de fonctionnement, A l'état OFF (b), A l'état OFF intermédiaire(c) et A l'état ON (d).</i>	34
<i>Figure 1-18: Pont pour un commutateur capacitif à l'état OFF (a) à l'état ON (b).</i>	35
<i>Figure 1-19: Capacitive MEMS Switch à l'état OFF (a) à l'état ON (b).</i>	36
<i>Figure 1-20: Layout (a) et vue en coupe transversale du Switch RF-MEMS SP4T (b).</i>	36
<i>Figure 1-21: Graphique montrant la comparaison du rapport $S_{21}(\text{Off})/S_{12}(\text{On})$ pour un certain nombre de RF switches. Les courbes correspondent à 1 - mesure opto NRC, 2 - Opto 40Ω/80fF, 3 – diode PIN 1Ω/110 fF, 4 - Opto 100Ω/30fF, 5 - FET 5Ω/100fF, 6 - commutateur MEMS Rockwell, et 7 - guide coplanaire sur quartz mesuré au NRC.</i>	37
<i>Figure 1-22: Graphique montrant la comparaison des pertes d'insertions et d'Isolation pour différents types des commutateurs millimétriques.</i>	38
<i>Figure 1-23: Modèle intrinsèque du varactor CMOS [53].</i>	40
<i>Figure 1-24: Dessin du MEMS coplanaire de Thales RT.</i>	41
<i>Figure 1-25:</i>	42
<i>Figure 1-26: Schémas de la procédure de fabrication de supraMEMS faite par Mathias Schike et Catherine Boucher.</i>	44
<i>Figure 1-27: Schémas de la couche de moitié de supraMEMS avec ses dimensions.</i>	45
<i>Figure 2-1 : Photographie des MEMS à pont uniforme décrits dans [76].</i>	54
<i>Figure 2-2 : Mesures C(V) des MEMS de première génération [76].</i>	54
<i>Figure 2-3: Dessin d'un MEMS à méandres et deux couches de diélectriques (AlN et MgO).</i>	55

Liste des Figures

Figure 2-4 : Dispositif de test pour différentes tailles de ponts.	56
Figure 2-5: Schéma des paramètres de méandres.	56
Figure 2-6: a) Série de micro ponts de Nb suspendus par des ressorts en forme de méandres b) détail d'un méandre.	57
Figure 2-7: Schéma d'un phénomène d'hystérésis déduit des tensions $V_{pull-in}$ et $V_{pull-on}$	58
Figure 2-8: a) Le profilomètre optique Fogale P3D b) Schéma du principe de fonctionnement.	59
Figure 2-9: Reconstitution 3D de la surface d'un MEMS par profilométrie.....	59
Figure 2-10: a) Différentes mesures profilométriques du MEMS carré $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$ numéro 14 b) mesure de l'épaisseur du ruban central.	60
Figure 2-11: une mesure profilométrique pour un MEMS à pont uniforme réalisé sur le même dispositif de test que les MEMS avec méandres qui montre une hauteur $H = 3\ \mu\text{m}$	61
Figure 2-12:	62
Figure 2-13.....	64
Figure 2-14: Etude modale effectuée pour notre dispositif de test au Mode 1	65
Figure 2-15: Simulation modale d'une poutre avec 4 méandres sur ANSYS pour le MEMS carré de l'échantillon numéro 14.	66
Figure 2-16: Gradient de contrainte initialement choisi.	66
Figure 2-17: Schémas du principe de mesure basé sur la diffraction des rayons X.	67
Figure 2-18: a) Schéma de la réflexion des rayons X à partir de deux plans d'atomes	67
Figure 2-19: Déplacement du pic de diffraction avec variation de la valeur de Ψ	68
Figure 2-20: Mesures du pic de diffraction pour différentes valeurs de Ψ	69
Figure 2-21: Exemple de mesure de $C(V)$ jusqu'au pincement pour le MEMS carré N° 14. ..	70
Figure 2-22: Mesures de la tension de pincement pour différents numéros de ponts correspondant aux surfaces $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$	71
Figure 2-23: Mesures de $C(V)$ jusqu'à une tension V_{pi} à 1V près pour un dispositif de test de ponts $165\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$ avec différents numéros de ponts.	72
Figure 2-24: Mesures d'effet d'hystérésis pour $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$ numéro 14.	74
Figure 2-25: Mesures en deux fils de la variation de la résistance en fonction de la température $R(T)$ pour le Niobium déposé sur l'échantillon.	75
Figure 2-26: Photographie de la Station Cryogénique Suss Microtec.	76
Figure 2-27: Image affichée de notre dispositif.	76
Figure 2-28: Mesures de la variation de $C(V,T)$ pour le pont $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$ numéro 14. ...	78
Figure 3-1: Schéma du dispositif à plaques parallèles avec V est la différence de tension entre l'électrode supérieure et une électrode de masse inférieure.	85
Figure 3-2: Evolution de la tension normalisée V/V_k en fonction de α	87
Figure 3-3: Evolution de la capacité normalisée $C(V)/C_0$ en fonction de la tension normalisée V/V_{pi}	89
Figure 3-4: Schéma du MEMS en pont (double encastrement) avec F_e la force électrostatique.	89
Figure 3-5 : Schémas des différentes capacités contribuant à la capacité parasite totale.	90
Figure 3-6 : Un quart MEMS en 2D pour déduire la valeur de la capacité parasite des bords.	91
Figure 3-7 : Schémas des champs électrostatiques dans les différentes structures de MEMS à ponts uniforme simulées pour déterminer la capacité parasite.	92
Figure 3-8 : Procédure pour déterminer k_m et V_{pi} à partir de $C_{mes}(V)$, $C_{0,mes}$ et V	93
Figure 3-9 : Valeurs extrêmes (\diamond, \square) dues aux incertitudes de mesures et moyenne de la raideur k_m	95

Figure 3-10 : Schéma d'une poutre bi-encastree modélisée par une capacité plane a) et celui de la déformation supposée de l'électrode supérieure de la poutre bi-encastree sous l'effet de la force électrostatique b)	95
Figure 3-11 : Valeurs des raideurs k_m correspondant aux mesures (Δ) où en tenant compte de $\pm \delta k_m $ (\diamond, \square).	97
Figure 3-12 : Valeurs des raideurs k_m correspondant aux mesures (Δ) où en tenant compte de $\pm \delta k_m $ (\diamond, \square).	98
Figure 3-13: Schéma et dimensions d'un méandre.....	99
Figure 3-14: Courbe de la variation de (J/I_p) en fonction du ratio (f/t) de la section rectangulaire transversale.	100
Figure 3-15: Gradient de contrainte introduit dans les 3 couches de niobium arbitrairement choisi pour un module d'Young 105 GPa.	103
Figure 3-16: Courbes de la variation de $C(V)$ déduites par la mesure, la simulation avec deux valeurs de modules d'élasticité 105 GPa et 85 GPa.....	104
Figure 3-17: Courbes de la variation des flambages horizontale et verticale de pont de MEMS pour l'échantillon numéro 14.....	105
Figure 4-1: Le signal DC+RF appliqué à une ligne coplanaire.	111
Figure 4-2: Les trois blocs en cascade de l'ensemble (CPW+MEMS).	111
Figure 4-3: a) Les dimensions d'une ligne coplanaire, b) Mode impair quasi TEM.	112
Figure 4-4: Allure des paramètres S de la ligne CPW entre 70 GHz et 120 GHz.....	113
Figure 4-5: Distribution de l'intensité du champ électrique le long de la ligne coplanaire. .	113
Figure 4-6: a) La fréquence de résonance du mode de substrat pour.....	114
Figure 4-7: atténuation prévue sur la ligne coplanaire à température ambiante.	115
Figure 4-8: Vue de dessus du champ électrique le long de la structure.....	116
Figure 4-9: Allure des paramètres S de la ligne CPW et le MEMS entre 70 GHz et 150 GHz.	116
Figure 4-10: Les trois blocs en cascade de l'ensemble (CPW+pont) dans le modèle localisé.	117
Figure 4-11: Schéma de la structure entière en ADS en remplaçant le dispositif MEMS par le modèle T (ici pour $Z_c = 49,8 \Omega$).	118
Figure 4-12: Comparaison d'allure du paramètre S_{11} du modèle localisé en forme de T sous ADS et sous HFSS pour une impédance caractéristique a) $Z_c=49,8 \Omega$ et b) $Z_c = 55 \Omega$	118
Figure 4-13: Les trois blocs en cascade de l'ensemble (CPW + pont) dans le modèle semi distribué.....	119
Figure 4-14: Schéma de la structure entière en ADS sous forme de modèle semi distribué.	119
Figure 4-15: Allure de S_{11} simulé avec ADS et HFSS pour a) $Z_c = 48,9 \Omega$ et b) $Z_c = 30 \Omega$	119
Figure 4-16: définitions des dimensions d'une ligne microruban avec ses lignes de champs électrique et magnétique.	125
Figure 4-17: Schéma de la ligne microruban supraconductrice simulée sous COMSOL et représentation de la densité des lignes de champ électrique dans une moitié de ligne.	126

Liste des Tableaux:

Tableau 1 : Exemples de fréquences millimétriques d'observation radioastronomique.....	18
Tableau 2 : Caractéristiques de l'interféromètre du Plateau-de-Bure (en 2007) autour de la fréquence 90 GHz.....	23
Tableau 3 : Comparaisons entre différents technologies de Switch FET.	33
Tableau 4 : les pertes d'insertions et l'isolation à différentes fréquences de la diode PIN. ...	33
Tableau 5 : les pertes d'insertions et l'isolation à différentes fréquences des commutateurs RF-MEMS.....	37
Tableau 6 : Comparaisons entre différents technologies de varactor.	42
Tableau 7 : Dimensions géométriques des méandres pour quelques exemples de ponts.	57
Tableau 8 : mesures des différents paramètres pour des échantillons de MEMS carré.	61
Tableau 9 : mesures des différents paramètres pour des échantillons de MEMS rectangulaire.	62
Tableau 10 : Mesures de pourcentage de la variation relative de capacité pour différents numéros de ponts de surface carrés sans prise en compte de la capacité parasite.	71
Tableau 11 : Mesures de pourcentage de la variation relative de capacité pour différents numéros de ponts de surface carrés avec prise en compte de la capacité parasite.	72
Tableau 12 : Mesures de pourcentage de la variation relative de capacité et de la tension de pincement pour différents numéros de ponts de surface rectangulaires sans prise en compte de la capacité parasite.	73
Tableau 13 : Mesures de pourcentage de la variation relative pour différents numéros de ponts rectangulaires avec prise en compte de la capacité parasite.	73
Tableau 14 : Tensions V_k , V_{pi} et raideurs k_m obtenues à partir du MEMS à ponts uniforme dont les mesures sont présentées dans le chapitre 2 en tenant compte de la capacité parasite C_{Para}	94
Tableau 15 : Tensions V_k , V_{pi} et raideurs k_m obtenues à partir du MEMS 100 μm x 100 μm de l'échantillon numéro 11 en tenant compte de la capacité parasite C_{Para}	97
Tableau 16 : Tensions V_k , V_{pi} et raideurs k_m obtenues à partir du MEMS 100 μm x 100 μm de l'échantillon numéro 3 en tenant compte de la capacité parasite C_{Para}	98
Tableau 17 : Différentes dimensions de paramètres et plusieurs expressions des constantes physiques de méandre.	100
Tableau 18 : Comparaison entre les raideurs k_m obtenues à partir des mesures pour une capacité supposée plane et celles déduites par le modèle de raideur	101
Tableau 19 : Comparaison entre les raideurs k_m obtenues à partir de 3 méthodes	102
Tableau 20 : Résultats des comparaisons entre l'inductance totale déduite par la simulation et par 3 méthodes de calcul pour $T = 0,5 \mu m$, $H = 0,18 \mu m$ et $\lambda_L = 0,135 \mu m$	128